

Neue Isolierstoffe und Isolierverfahren für Wicklungen von Großgeneratoren in Europa und in den USA

Von Wilhelm Oburger, Wien*)

DK 621.315.611 : 621.313.12.048-181.2

In der Konstruktion und Fertigung elektrischer Maschinen, Geräte, Kabel und Leitungen wird eine Vielzahl verschiedenartiger Isolierstoffe benötigt, die in ihrer Beschaffenheit den jeweiligen Forderungen am besten entsprechen. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit, einerseits die Eigenschaften der vorhandenen Isolierstoffe genau zu kennen und andererseits neue Isolierstoffe zu entwickeln, die mit dem Fortschritt der Technik Schritt zu halten vermögen. Hierüber soll nachstehend berichtet werden¹⁾.

Glimmer-Erzeugnisse

Der beste Isolierstoff, den die Natur für Hochspannungsisolierungen bietet, ist der Glimmer. Seine hervorragenden dielektrischen Eigenschaften, die Wärmebeständigkeit und die Widerstandsfähigkeit gegen Chemikalien, werden von keinem synthetischen oder anderem natürlichen Stoff erreicht. Die Glimmersorten, die für Isolierzwecke besonders geeignet sind, sowie die Verarbeitung des Glimmers sind bekannt. Der einzige Nachteil für seine Verwendung als Isolierstoff ist seine Erscheinungsform in wohl flächenhaften Kristallen, die aber nur eine begrenzte Größe haben. Dies zwang dazu, die Glimmer-Splittings mit einem Bindemittel zu großflächigen Isolierstoffen, den Mikaniten, und durch Aufkleben auf Trägerstoffe zu Mikafolien und Mikabändern zu verarbeiten.

Die Verwendung von Glimmer für immer höhere Spannungen hat gezeigt, daß dieser Werkstoff, den man als glimmfest ansieht, durch Glimmen doch angegriffen wird. Es dürfte überhaupt keinen absolut glimmfesten Isolierstoff geben. Die Forschung, die auf dem Gebiet der Glimmerzerstörung noch nicht sehr fortgeschritten ist, und die Beobachtungen [1] an alten ausgebauten Wicklungen haben gezeigt, daß eine Glimmbeanspruchung parallel zur Fläche des Glimmer-Splittings diese stärker angreift, als wenn die Elektronenlawinen die Glimmerfläche senkrecht treffen. Durch Glimmen werden stets die unmittelbar am Kupferleiter liegenden Glimmerstücke angegriffen. Zuerst tritt die bekannte Grünfärbung am Leiter auf, und es bildet sich ein feines Pulver; im fortgeschrittenen Stadium der Zerstörung entstehen Löcher im Glimmer und ein gelbliches Pulver. Versuche bei der Electricité de France haben ergeben, daß man durch Erhitzen von Glimmer auf 1200 °C während 1 h ein ähnliches Pulver herstellen kann, was zu der Vermutung führt, daß es sich bei den Glimmschäden eher um Zerstörung des Glimmers durch die in den Fußpunkten der Büschelentladungen freiwerdende Wärme als um chemische Zersetzung durch Einwirkung von Ozon und Salpetersäure handelt. Allerdings wurde beobachtet, daß das Vorhandensein von Sauerstoff die Zerstörung beeinflusst, indem ihr Ausmaß mit dem Partialdruck des Sauerstoffes wächst [2].

Um die trotz der geschilderten Beobachtung guten Eigenschaften des Glimmers auch folienartigen Isolierstoffen zu verleihen, hat man vor allem danach getrachtet, den Glimmer in einen homogenen Stoff umzuwandeln, was knapp nach Beendigung des 2. Weltkrieges durch die Erfindung des Glimmerpapiers gelungen ist. Dieses Glimmerpapier stellt somit eine der interessantesten und wichtigsten Erfindungen auf dem Gebiet der Isolierstoffe dar. Es wird durch thermische und chemische Behandlung des natürlichen Glimmers erhalten, wodurch der Glimmer in einen dem Zellstoffbrei ähnlichen Zustand verwandelt wird. Dieser Glimmerbrei wird einer Maschine zugeführt, die ähnlich wie eine Papiermaschine aufgebaut ist und die daraus eine kontinuierliche Glimmerpapierbahn erzeugt.

Dieses in Europa Samica genannte Glimmerpapier wurde in der Schweiz und in Frankreich entwickelt und wird in Frankreich erzeugt. Eine amerikanische Parallelentwicklung hat zu praktisch gleichen Erzeugnissen geführt, die unter den Handelsmarken Isomica und Micamat bekannt sind. Die aus diesem Glimmerpapier aufgebauten Isolierstoffe werden in zahlreichen europäischen und amerikanischen Werken erzeugt. Im Jahre 1958 wurden über 500 t Samica-Isolierstoffe hergestellt. Ein anderes, dem Samica ähnliches Erzeugnis ist das in den USA von Heyman entwickelte "integrated" oder "reconstituted Mica", das in Europa als Cogemica oder Romica bezeichnet wird. Es wird durch einen rein mechanischen Zertrennvorgang nach einer amerikanischen Lizenz in Belgien hergestellt.

Die Vorteile des Glimmerpapiers gegenüber Glimmer sind die Herstellbarkeit in großen Folien, die Regelmäßigkeit in der Dicke, die Feinheit der Splittings, aus denen es besteht, und die daraus resultierende Porosität. Die Regelmäßigkeit in der Dicke gibt gleichmäßige und leicht verarbeitbare Isolierstoffe, die dichte Isolierungen ergeben. Die Feinheit der Splittings führt dazu, daß sich bei der Durchimpregnierung mit einem synthetischen Lack die äußerst feinen Splittings nicht unter der Wärmeeinwirkung oder unter mechanischen Beanspruchungen spalten. Es ist bekannt, daß auf die großen Glimmersplittings — etwa in einer Mikafoliumhülle — über die Bindemittel bei den Wärmedehnungen des Kupfers, die größer als die des Glimmers sind, Kräfte übertragen werden, die bis zum Aufspalten der Splittings führen. Diese Kraftwirkungen werden um so stärker, je größer die Splittinglänge und je besser das Haftvermögen des Bindemittels sind. Durch diese Spaltungen der Splittings wird der mechanische Zusammenhang der Isolierung beeinträchtigt oder sogar zerstört und sie

*) Dipl.-Ing. Dr. techn. W. Oburger ist Zivilingenieur für Elektrotechnik und Stellvertreter des Geschäftsführers des Österreichischen Produktivitäts-Zentrums Wien.

1) Nach einem Vortrag, gehalten bei der Second National Conference on the Application of Electrical Insulation des American Institute of Electrical Engineers (AIEE) und der National Electrical Manufacturers Association (NEMA) in Washington am 9. Dezember 1959.

quillt auf. Die kleinen Partikel des Glimmerpapiers, in ihrem Zusammenhalt durch das Bindekunstharz der Isolierung verfestigt, übernehmen diese Wärmedehnungskräfte, ohne die Klebestellen oder Samicateile zu zerstören. Dies gilt insbesondere für Bindekunstharze, die bis zu den höchsten Verwendungstemperaturen ihre guten elastischen Eigenschaften nicht verlieren. Zu diesen gehören die anschließend besprochenen Gießharze.

Die Porosität des Glimmerpapiers erlaubt ohne Mühe das Durchimprägnieren von Isolierungen von mehreren Millimetern Dicke. Es hat den Vorteil, das Harz gleichmäßig aufzunehmen, was ein Spalten erschwert. Deswegen sind die mit Glimmerpapier hergestellten Isolierstoffe dichter als die aus Glimmer aufgebauten. Dies ist auch der Grund, warum die Glimmerpapier-Isolierstoffe Entladungen bedeutend besser widerstehen als Glimmer-Isolierstoffe.

Isolierstoffe der Gießharzgruppe

Eine weitere europäische Entwicklung auf dem Gebiet der Grundstoffe für die Herstellung von Isolierungen war die Erfindung der Epoxydharze. Als Duroplaste haben sie wahrscheinlich zuerst in bescheidenem Ausmaß die Phenolharze ersetzt, bis A. Imhof [3] sie in den Jahren 1946 bis 1949 — erste Versuche reichen bis 1941 zurück — in die Elektrotechnik eingeführt hat. Seither hat eine stürmische Entwicklung nicht nur auf dem Gebiet der Epoxydharze, sondern auch in der zweiten Gießharzgruppe auf der Basis der ungesättigten Polyester eingesetzt. Diese Entwicklung betrifft nicht nur den chemischen Aufbau, sondern auch die Anwendungsweise lange bewährter Typen und die Anwendungen selbst [4].

Die beiden Gießharzgruppen — Epoxyd- und Polyesterharze — haben sowohl in verarbeitungstechnischer Hinsicht als auch in der Art ihres elektrischen und mechanischen Verhaltens Eigenschaften, die sich gleichen, und andere, die erheblich voneinander abweichen. Diese Unterschiede weisen beiden Gruppen entsprechende Anwendungsgebiete zu. Die Epoxydharze mit geeigneten Härtern und Füllstoffen zeichnen sich durch hohe mechanische Festigkeit, sehr gutes Haftvermögen, geringe Wärmedehnung, kleinen Schwund und niedrigen Verlustfaktor aus. Beiden Gießharzen ist eine hohe Durchschlagfestigkeit, ein gutes Kriechstromverhalten und die weitgehende Unempfindlichkeit gegen Glimmen gemeinsam.

Als Bindemittel für Isolierfolien wird von diesen Harzen noch gefordert:

1. sehr kleine dielektrische Verlustwinkel bis zu Temperaturen, die 20 bis 30 grd über den höchsten Wicklungstemperaturen liegen. Dadurch wird ein Wärmedurchschlag von vornherein unmöglich gemacht;
2. sehr gute Klebeverbindung mit Kupfer und den Isoliermitteln;
3. hohe Elastizität bei höheren, d. h. den unter 1 angeführten Temperaturen;
4. längere Lagerfähigkeit der mit ihnen hergestellten Isolierstoffe vor der Verarbeitung ohne Güteeinbuße.

Diese Forderungen werden nach europäischer Ansicht von den Epoxydharzen [5] noch besser erfüllt als von den Polyesterharzen, weswegen man in Europa häufiger Bindemittel auf der Basis besonders entwickelter Epoxydharze verwendet, obwohl dies die teurere Lösung darstellt. Durch die Art der Monomere, mit denen die ungesättigten Polyester in Anwesenheit von Härtern, die als Katalysatoren wirken, Mischpolymerisate ergeben, lassen sich die Eigenschaften beeinflussen. Styrol als unpolarer Stoff [6] gibt den ungesättigten Polyesterharzen gute elektrische Eigenschaften, verbessert die thermische Stabilität und erhöht die Lichtbogenfestigkeit.

Für die Gleichmäßigkeit der Eigenschaften und der Güte aller mit Gießharzen hergestellten Isolierstoffe sind aber nicht nur die Harze, sondern auch die Härter, die richtige Einstellung des Harz-Härtergemisches, schließlich die Wahl

und Einhaltung der richtigen Verarbeitungszeiten- und -temperaturen maßgebend. Durch Füllstoffe, die allerdings gleichmäßig im Harz verteilt sein und — ohne daß Luftblasen gebildet werden — eingebracht werden müssen, kann man die Eigenschaften von Gießharzen beeinflussen. Diese Harze können als Imprägnier- und Klebeharze zur Leiterisolierung sowie als Gießharze mit oder ohne Füllstoffe für massive Teile und als Bindemittel für Schichtstoffe (Laminierharze) verwendet werden.

Der Einsatz der Gießharze zusammen mit Glimmer oder Glimmerpapier, aber auch mit neueren Trägerstoffen, wie den während des Krieges entwickelten Glasfasergeweben für Stab- und Wicklungsisolierungen, hat sowohl in den USA als auch in Europa zu neuen Grundsätzen der Isolierung bei großen Maschinen geführt. In der Form der Gießharze oder Einbettungen haben diese Harze neue Bauarten von Kabelmuffen und Kabelendverschlüssen, von Trockentransformatoren und besonders von Meßwandlern entstehen lassen. Auf dem letzteren Gebiet ging die Initiative von der Schweiz aus. Die Gießharze können aber auch leicht zu verschiedenen Isolatoren und Isolierteilen geformt werden und haben zusammen mit den neuen Erkenntnissen über die Abschaltvorgänge zu neuen Schalterbauarten geführt [7]. Dies betrifft Leistungs- und Trennschalter aller Spannungen.

Diskontinuierliches und kontinuierliches Verfahren

Von großer Wichtigkeit sind die früher an erster Stelle genannten Leiter- und Wicklungsisolierungen großer schnell- oder langsamlaufender elektrischer Maschinen. Auf diesem Gebiet kann man verschiedene Wege feststellen, welche die Elektromaschinenbauer Amerikas und Europas gegangen sind. Diese Verschiedenheiten können sowohl in der Wahl der Isolierstoffe als auch in der Herstellungsweise liegen, nach denen man bekanntlich diskontinuierliche oder kombinierte und kontinuierliche Wicklungsisolierungen unterscheidet.

Der Aufbau der Isolierung nach diesen beiden Methoden ist folgender:

1. Umhüllung mit Schellack- oder Asphalt-Mikafolien auf den geraden Teilen der Leiter und Umwicklung der Spulenköpfe mit Bändern. Dieses Verfahren wird „diskontinuierlich“ genannt, weil ein Übergang zwischen der Isolierung des geraden Teiles und derjenigen des Spulenkopfes entsteht.
2. Umwicklung mit Asphalt-Mikaband auf der ganzen Länge der Spule und mehrere Zwischenimprägnierungen mit Asphalt-Compound unter Vakuum und Druck. Dieses Verfahren wird als „kontinuierlich“ bezeichnet, weil der gerade Teil und der Spulenkopf ohne Unterbrechung auf dieselbe Weise isoliert werden. Die Methode der kontinuierlichen Isolierung hat Europa seinerzeit aus Amerika übernommen.

Die Vorteile des kontinuierlichen Verfahrens sind die leichtere Herstellbarkeit und der manchmal niedrigere Preis. Das Isoliermittel kann auf den fertig gebogenen Stab aufgebracht werden, es entfällt das Biegen des Wickelkopfes nach Aufbringen der Nutenisolierung, wie dies bei dem diskontinuierlichen Verfahren erforderlich ist. Die Isolierungen des Nut- und des Wickelkopfteiles können in einem Arbeitsgang vorgenommen werden.

Die kontinuierliche Methode erlaubt das Isolieren langer Spulen ohne Rücksicht auf Umbügeleinrichtungen, weiter kann man durch Wahl eines dünnen Trägerbandes einen hohen Glimmeranteil (bis zu 70 %) der Isolierung erzielen. Damit fällt der Wechsel des Isolierverfahrens am Nutaussgang fort und die kürzere Wickelkopfausladung sind weitere Vorteile. Für die Durchführung dieser Isolation sind jedoch besondere Wickelmaschinen erforderlich und in den meisten Fällen, da wo Evakuierung und Tränkung notwendig sind, müssen die Einrichtungen hierfür in der den längsten Spulen entsprechenden Größe vorhanden sein. Die Notwendigkeit, für die Wicklungsaushärtung stets sehr

viele Formen anfertigen oder auf Lager halten zu müssen, wird in Europa als Nachteil empfunden.

Das kombinierte diskontinuierliche Isolierverfahren sieht im elektrisch am stärksten beanspruchten Nutenteil eine elektrisch und — durch das in breiter Bahn verarbeitete Trägermaterial — eine mechanisch hochwertige Umpressung, im Kopf der Wicklung jedoch eine flexible und leichtere Isolierung vor. So isolierte Wicklungen entsprechen den Betriebsbedingungen stark ausgenutzter Spitzenlast-Maschinen, wie z. B. Bahngeneratoren. Zur Herstellung der Isolierung sind Umbügeleinrichtungen und Warmpressen erforderlich, wobei die Einrichtungen verwendet werden können, die zur Schellack- oder Asphaltmikafolium-Isolierung meist vorhanden sind. Evakuierung und Tränkung entfallen oder beschränken sich auf die Wickelköpfe. Der einwandfreie Übergang von der Nuthülse zur Umbandlung des Wickelkopfes stellt an die Hersteller der Wicklung gewisse Anforderungen, doch ist er sicher luftblasenfrei zu gestalten [8].

Die Beeinflussung des Potentialverlaufes zwischen dem Eisenkörper am Nutausgang und dem Wickelkopf kann bei beiden Isolierverfahren in der gleichen Weise durch halbleitende Überzüge, die Widerstände bilden, durchgeführt werden. Die aus der Nut herausragende Hülse bietet eine gute Möglichkeit für das Anbringen des wichtigsten Teiles dieses Belages. Obwohl das gleiche Problem wie bei der Durchführung vorliegt, wurde die Potentialsteuerung durch eingelegte Folien, wie sie bei der Kondensatordurchführung üblich sind, äußerst selten und angeblich nur in Schweden angewendet.

Die Art der Abstützung der Wickelköpfe durch Haltekonstruktionen, meist mit einem aus Isolierstoff oder einem aus unmagnetischem Werkstoff wie austenitischem Stahl bestehenden Ring kombiniert, hängt von dem gewählten Isolierverfahren, sonst aber von der Polzahl und der Frequenz ab. Mit sinkender Polzahl und Frequenz steigen die dynamischen Kräfte, welche die Wickelköpfe beanspruchen, und die abgefangen werden müssen. Die Kröpfungen werden oft durch Preßspan- oder Kunststoffkappen geschützt.

Eine Übersicht über die Vor- und Nachteile der diskontinuierlichen und der kontinuierlichen Generatorstab-Isolierverfahren enthält Tafel 1 [9].

Bei Maschinen kleinerer, mittlerer und auch großer Leistungen haben sich beide Verfahren als zufriedenstellend erwiesen. Mit dem zunehmenden Bedarf an elektrischer Energie wurden die Einheitsleistungen der Generatoren immer größer. Dies führte zu immer längeren Ständern, was zusammen mit der Neigung, die Generatoren mit Überlast arbeiten zu lassen, zur Folge hatte, daß bei einigen Maschinen die mögliche Grenze mit den eben genannten Isolierstoffen erreicht wurde. Bei den Spulen traten Störungen auf, im allgemeinen in der Nähe des Austrittes aus dem Eisen oder unmittelbar außerhalb.

Bei dem kontinuierlichen Verfahren trat am Nutaustritt infolge der verschiedenen Wärmedehnungen des Kupfers ($17 \cdot 10^{-6}/\text{grd}$), der Isolierung (Glimmer bzw. Mikanit 8 bis $10 \cdot 10^{-6}/\text{grd}$) und des Eisens ($11 \cdot 10^{-6}/\text{grd}$) bei Lastschwankungen ein mechanisches Verschieben der einzelnen Bandlagen auf, was als Bandablösung (tape migration) [10] bezeichnet wird. Ähnliche Erscheinungen konnten auch in den Nuten bei dem diskontinuierlichen Verfahren beobachtet werden. Ebenfalls durch die Wärmedehnung des Kupfers wurden die Nuthülsen beidseitig gegen die Ständermitte gepreßt und in den Kühlschlitzen aufgetaucht. Diese Verschiebungen, die zu einem das übliche Aufquellen der Nuthülse weit übersteigenden Aufstauen des Isolierstoffes in den Ständerkühlslitzen führten, werden als Kriechen (Creep-) der Isolierung bezeichnet.

Glimmerhaltige Gießharzisolierungen

Schellackmikafolium-Isolierungen gelten als mechanisch fester und als dem Kriechen weniger unterworfen als Isolierungen mit Asphaltbindung. Untersuchungen solcher Schäden, die Außerbetriebsetzungen von großen Generatoren nach sich zogen, führten dazu, den Isolierstoffen im allgemeinen und insbesondere den Alterserscheinungen der Isolierungen größere Aufmerksamkeit zu schenken. Man

Tafel 1. Übersicht über die diskontinuierlichen und kontinuierlichen Isolierverfahren.

Isolierstoff	diskontinuierliche Isolierverfahren			kontinuierliches Isolierverfahren	
	Schellack-Mikafolium oder Samicafolium	Asphalt-Mikafolium oder Samicafolium	Epoxydharz-Mikafolium oder Samicafolium	Asphalt-Mikabänder	Kunstharz-Glimmer- und Samicabänder
Vorteile	elektrisch und mechanisch ausgezeichnete Isolationen, gute Druckfestigkeit, die Stäbe können ohne Spiel in die Nuten eingelegt werden, verhältnismäßig niedriger Preis			Die durch die Verschiedenheit der Ausdehnungskoeffizienten verursachte Beanspruchung ist nicht auf den Punkt des Übergangs Folie—Band konzentriert, sondern auf die ganze Umwicklung verteilt. Möglichkeit der Isolierung von Stäben jeder Länge, homogene Isolation, sehr gute Wasserbeständigkeit, bei allen Temperaturen und Spannungen elektrisch ausgezeichnete Isolation	
	gute Verarbeitbarkeit, harte und kompakte Wicklungen	kleine dielektrische Verluste, die wenig temperatur- und spannungsabhängig sind. Besonders bei höherer Temperatur geschmeidige Isolierungen. Gute Beständigkeit gegen Koronaentladungen	ausgezeichnete Formstabilität bei Betriebstemperatur	—	sehr gute Formstabilität bei Betriebstemperatur
Nachteile	gewisse Schwierigkeiten, einen geschmeidigen Übergang zwischen der Mikafoliumisolierung des geraden Teils und dem mit Bändern bewickelten gebogenen Teil zu verwirklichen, weshalb man gezwungen ist, den geraden Teil zu verlängern; sehr komplizierte Verarbeitung bei langen Stäben			die Wicklungen müssen in Autoklaven unter Vakuum und Druck imprägniert werden, hoher Preis	
	Tendenzen zum Aufblähen in den Lüftungsschlitzen und am Austritt aus dem Blechpaket, Wanderung des Glimmers unter dem Einfluß der Temperaturänderungen		muß warm gewickelt werden. Die Wicklungen müssen mehrere Stunden gepreßt werden	Tendenz zur Wanderung des Glimmers unter dem Einfluß von Temperaturschwankungen	Notwendigkeit, die Isolierung der gebogenen Teile in einer Form zu pressen
	in der Wärme hohe dielektrische Verluste, geringe Beständigkeit gegen Koronaentladungen, feuchtigkeitsempfindlich	ziemlich schwierige Verarbeitung			
Hauptanwendungsgebiet	Isolierung von Maschinen aller Typen bis zu Spannungen von 10 kV	für Hochspannungsmaschinen bis zu einer Länge des Blechpaketes von rd. 4 m	für Maschinen aller Typen bis zu einer Länge des Blechpaketes von rd. 4 m	für Maschinen aller Typen (in Europa hauptsächlich für sehr große Maschinen)	für Maschinen aller Typen. (Das Thermoplastische-Verfahren wird von der Westinghouse-Gruppe angewendet)

mußte feststellen, daß das Versagen von Ständerisolierungen in 85 % der Fälle die Ursache des Ausfalles von Generatoren in Kraftwerken war. Gegenmaßnahmen gegen das Kriechen sind Gleithülsen an der Stelle der Ventilations-schlitzte, das Abrunden der Kühlschlitzkanten, aber vor allem eine sehr sorgfältige Herstellung der Isolation.

Die Wanderung und das Lösen der Schichten sind der thermoplastischen Natur der Asphalt- und der Schellack-Isolierstoffe zuzuschreiben. Die Wanderungen des Glimmers und das Aufspalten der Schichten der Isolierung führen zum Entstehen von Gas- oder Lufteinschlüssen. Sobald die Spannung einen kritischen Wert erreicht, der von der Dicke der Isolierung abhängig ist, wird die eingeschlossene Luft ionisiert, die örtlichen Verluste und damit die Temperatur steigen rasch an und es kommt schließlich zum Durchschlag.

Es boten sich also die Gießharze, die Duroplaste sind, als geeignete Bindemittel an. Während man in den USA zuerst dem ungesättigten Polyesterharz den Vorzug gab, hat man in Europa vielfach zu den Epoxydharzen gegriffen. Durch Einbau von Molekülgruppen des einen Harzes in das Großmolekül des anderen, wie dies in letzter Zeit immer häufiger geschieht, kann man die guten Eigenschaften beider Harzarten bis zu einem gewissen Grad vereinen. Diese Kreuzungen stellen allerdings eine teilweise Angleichung der amerikanischen und europäischen Standpunkte dar.

Es muß festgehalten werden, daß die Entwicklung der glimmerhaltigen Gießharzisolierungen ein Verdienst der amerikanischen Ingenieure ist, die mit den Thermalastic-Isolierungen [10] die ersten dieser neuen Art geschaffen haben. Die Arbeiten an dieser Isolierung sollen etwa 1940 begonnen und 1949 zur ersten praktischen Ausführung geführt haben. Aus dem langen Zeitraum ist zu ersehen, welche große Forscher- und Versuchsarbeit für diese Entwicklung notwendig war.

Die Thermalastic-Isolierungen bestehen im Prinzip aus dünnen Glas-Mikabändern. Als Bindemittel wird weichgemachtes Polystyrol, als Tränkmittel ein Gießharz vom Typ der ungesättigten Polyester verwendet, das durch Zusatz eines Katalysators erhärtet. Das Band wird in mehreren Lagen umwickelt, diese Wicklung durch ein Glasgewebeband abgeschlossen, im Vakuum getrocknet, entgast und mit katalysiertem Gießharz getränkt, anschließend in Formen, die der Nutform entsprechen, geformt und dann — zuerst mit den Formen, später ohne diese — im Ofen gehärtet. In Europa hat ein bekanntes deutsches Unternehmen die Lizenz für dieses Isolierverfahren erworben.

Die zweite amerikanische Entwicklung dieser Art ist das Micapal, das als Isolierung eine Kombination von Mica Mat und Glimmer-Splittings, als Träger Glasseide und als Tränkmittel eine Polyester-Epoxydharz-Kombination verwendet. Diese beiden Isolationsarten sind, den amerikanischen Prinzipien folgend, kontinuierliche Verfahren. In Europa sind die entsprechenden Entwicklungen vom Heimatland der Epoxydharze, der Schweiz, ausgegangen und dort von einem großen Elektromaschinenbau-Unternehmen zusammen mit einem Isolierstoffwerk vorangetrieben worden, doch haben auch die Elektroindustrien anderer europäischer Länder sehr bald Entwicklungen in dieser Richtung aufgenommen.

Neuere Isolierstoffe

Im folgenden sollen einige der in der Schweiz, in Frankreich und Deutschland angewendeten neueren Maschinenisolierungen kurz dargestellt werden. Die diskontinuierliche Orlitsa-Isolierung [1] besteht aus einer Nuthülse aus in bekannter Weise warm aufgewickeltem und aufgepreßtem Epoxyd-Samicafolium. Dies ist ein wie die Mikafolien aufgebauter Isolierstoff aus Samica und Papier mit einem Epoxydharz als Klebe- und Bindemittel. Das imprägnierte Papier als Träger wurde beibehalten, weil es sich in vielen Versuchen und in der Praxis bewährt hat. Das Bindeharz kann ohne Einbuße an Klebkraft und elektrischem Verhalten Temperaturen bis 160 °C ausgesetzt werden. Die Ver-

klebung mit dem Wicklungskupfer sowie mit dem Samica und dem Papier zu einer festen Isolierung ist so gut, daß sie bei Laständerungen den Wärmedehnungen folgt und weder ein Kriechen noch ein Öffnen der Stoßstelle zwischen Nut- und Wickelkopfisolierung vorkommt. Auch nach einer großen Anzahl von Erwärmungen und Abkühlungen ist es sowohl beim Modellversuch als auch in der Praxis zu keinerlei Kriecherscheinungen gekommen.

Das Ausgangsmaterial Epoxyd-Samicafolium klebt in normalem Zustand nicht und kann mehrere Monate ohne Polymerisationserscheinungen gelagert werden. Das Epoxyd-Bindeharz wird bei Verarbeitungstemperaturen von 80 bis 130 °C flüssig, füllt bei der Verarbeitung durch Wickeln und Pressen die entstehenden Hohlräume aus und härtet beim anschließenden Polymerisationsvorgang ohne Ausscheidung flüchtiger Bestandteile zu einer warmfesten Bindung. Wie bei den kontinuierlichen Verfahren die ersten Bandagen und die erste Vakuumbehandlung den Verlauf des $\tan \delta$ sehr wesentlich beeinflussen, so muß auch aus dem gleichen Grund der Beschaffenheit der Staboberfläche besondere Beachtung geschenkt werden, was besonders bei Rölbelstäben wichtig ist. Dies wird erreicht durch Vergießen der Kröpfungsstellen und der geraden Teile der Rölbelstäbe mit einem dem Bindeharz gleichen Epoxydharz im Vakuum. Man erhält dadurch vollständig hohlraumfrei verfestigte Stäbe großer Maßhaltigkeit.

Die nach dem Orlitsaverfahren hergestellten Isolierungen, die zur Klasse B gehören, zeigen eine hohe Durchschlagfestigkeit, die der von mit Glimmer hergestellten Mikafoliumhülsen gleich ist, aber kleinere Verlustwinkel ergibt, die nach den bisherigen Erfahrungen überdies konstant bleiben und sich nicht im Laufe der Zeit und nach stark schwankender Belastung verschlechtern. Es kann gesagt werden, daß die Verlustwinkel der Orlitsaisolierung bis 80 °C die gleichen sind wie die einer analogen Asphaltmikafolium-Isolierung bei 20 °C [1].

Nach diesem diskontinuierlichen Verfahren wurden die Wicklungen einer Reihe von Turbogeneratoren mit Eisenlängen über 4 m und von Großgeneratoren über 50 MVA für sicheren Kraftwerksbetrieb bei stark schwankender Belastung isoliert (z. B. die Bahngeneratoren für je 50 MVA, 13 kV, 16 $\frac{2}{3}$ Hz, 500 U/min des schweizerischen Kraftwerkes Göschenen).

Von den gleichen schweizerischen Firmen, welche die Orlitsa-Isolierung entwickelt haben, wurde auch ein kontinuierliches Verfahren geschaffen. Es ist bekannt unter Bezeichnungen wie Emorlit- oder Samica-Trockenband-Isolierung. Das Band für die Umwicklung besteht aus Glasseidewebe, das beidseitig mit Samica beklebt oder einseitig mit Samica-Japanseidepapier kombiniert ist. Zur Klebung wird ein modifiziertes Epoxydharz verwendet, sonst aber ist das Band trocken, d. h. die verwendete Harzmenge ist so klein, daß die Porosität des Bandes ganz erhalten bleibt. Die fertige Umbandelung wird im Vakuum getränkt und anschließend in Formen warm gehärtet.

Beim Emorlitverfahren, das Isolationen der Klasse F ergibt, wird zur Tränkung ein Epoxydharz verwendet, bei dem die polaren OH-Gruppen unwirksam gemacht worden sind. Der Härteranteil ist klein.

Die in Frankreich angewendeten Generatorstabisolierungen gehören durchweg den kontinuierlichen Verfahren an. Es sollen zwei davon erwähnt werden, die Thermodel- und die Isotenax-Isolierung. Die Isotenax-Isolierung verwendet ein Glasseiden-Samicaband, das mit einem modifizierten Epoxydharz und Härter getränkt ist. Nach der Umwicklung wird die Isolierung im Vakuum entgast, dann wird das im Band enthaltene Bindeharz in der Warmpresse vorgehärtet. Die Aushärtung findet im Autoklaven mit Asphalt-Compound statt. Dieses Compound dringt nicht zwischen die Lagen des Bandes ein, es dient lediglich dazu, den nötigen Druck zu gewährleisten.

Ähnlich ist die Thermodel-Isolierung aufgebaut. Das verwendete Band ist aus Glasseide und Samica, das Bindemittel Polyesterharz. Auch hier folgt der Umwicklung eine

Tafel 2. Übersicht über die Zusammensetzung und Herstellungsverfahren von Generatorstab-Isolierungen.

Isolierverfahren	diskontinuierlich		kontinuierlich					
	Hülsen auf geraden Teilen der Leiter, Umwicklung der Wickelköpfe		Umwicklung der geraden Teile der Leiter und der Wickelköpfe					
Isolierstoffe	Samicafolium, Asphalt- und Glimmer- Bänder	Mikafolium, Glimmer- Bänder	Samica auf Japanpapier oder Glas- seideträger als poröses Band	Mikanit	Glimmer- Splittings	Samica	Samica	Mica Mat und Glimmer- Splittings
Bindeharz	Epoxyd	Epoxyd	Epoxyd, modifiziert	Epoxyd	ungesättigtes Polyester	ungesättigtes Polyester	Epoxyd, modifiziert	Epoxyd- Polyester
Herstellungsver- fahren	Umwickeln der geraden Teile mit Samica- oder Mikafolium		Umwickeln	Umwickeln	Umwickeln	Umwickeln, Entgasen im Vakuum, Warmpressen	Umwickeln, Entgasen im Vakuum, Vorpressen, Erhärten im Autoklaven mit Asphalt	Umwickeln, Entgasen im Vakuum, Vorpressen, Erhärten im Autoklaven
	Umbandeln der Wickelköpfe Warmpressen		Imprägnieren Warmpressen	Imprägnieren Warmpressen	Imprägnieren Warmpressen			
Firmenbezeichnung	Orlitsa	Epotharm	Emorlit	Epotharm	Thermalastic	Thermodel	Isotenax	Micapal
Herkunft	Schweiz	Deutschland	Schweiz	Deutschland	USA Deutschland	Frankreich	Frankreich	USA

Vakuumbehandlung. Nur wird anschließend die Isolierung bis zur Erhärtung warm gepreßt, d. h. das Harz wird zuerst flüssig und dann durch die Härtereinwirkung fest. Bei der Thermodel- und der Isotenax-Isolierung, weiter auch bei der der letzteren fast gleichen Micapal-Isolierung entfällt die sonst bei kontinuierlichen Isolierungen notwendige Tränkung. Die Ähnlichkeit der Micapal- und der Isotenax-Isolierung ist auf die Zusammenarbeit der amerikanischen und der französischen Firma bei der Entwicklung zurückzuführen.

Von den Entwicklungen in Deutschland sollen die beiden Epotherm-Isolierungen als Beispiele der Anwendung von Glimmer und Epoxydharzen angeführt werden, nachdem schon festgestellt wurde, das auch das Thermalastic-Verfahren dort angewendet wird [10].

Die diskontinuierliche Epotherm-Isolierung benutzt für die Herstellung der Nutisolation ein Mikafolium auf Papierbasis mit einem Epoxydharz mit Härter als Bindemittel. Die Nuthülse wird durch „warmes Wickeln“ in den üblichen Umbügelungsmaschinen mit Mulde wie bei Schellack-Mikafolium hergestellt. Diese Isolierung, die beim Versuch im Temperaturbereich bis rd. 110 °C praktisch konstante sehr kleine Verlustwinkel ergeben hat, wurde in 75-MVA-Generatoren angewendet.

Die kontinuierliche Ausführung der Epotherm-Isolierung [11] besteht aus einer Umbandlung mit epoxydharzgebundenen Mikanit-Glasseidebändern und einer nachfolgenden Vakuumtränkung mit einem mit Härter versetzten Epoxydharz. Die Tränkung ebenso wie die Aushärtung in Formen findet bei höherer Temperatur statt. Erprobungen haben ergeben, daß diese Isolierung, die der Gruppe B angehört, praktisch bis 150 °C temperaturbeständig ist.

Die beschriebenen Isolierungen sind der besseren Übersicht halber in Tafel 2 zusammengestellt.

Glimmerlose Kunstharz-Isolierungen werden, weil es die Vorschriften nicht erlauben, in Europa nicht angewendet. Schweizerische Versuche mit einer Krepppapier-Epoxydharz-Isolierung haben ausgezeichnete Werte ergeben. Es ist weiter bekannt, daß in Japan ein 35-MVA-Generator für 11 kV Nennspannung glimmerlos mit Glasseide und Gießharz isoliert wurde [1].

Heute ist vorauszusehen, daß die üblichen auf Schellack und Asphalt basierenden Isolierungen noch für längere Zeit in Maschinen schwächerer und mittlerer Leistung und kürzeren Maschinen höherer Leistung verwendet werden, und daß die auf wärmehärtenden Kunstharzen aufgebauten Isolierungen, deren Verwendung heutzutage kostspieliger ist, für Hochleistungsmaschinen größerer Eisenlänge reserviert werden. Die eifrig fortgeführten Forschungen und Unter-

suchungen haben das Ziel, nicht nur verbesserte Isolierungen zu entwickeln, sondern auch zu einer besseren Kenntnis der Alterungsprozesse der Isolierungen sowie deren Auswirkungen zu kommen, und diese durch Prüfungen an der in Betrieb stehenden Maschine zu erkennen, damit Betriebsausfälle durch rechtzeitigen Ersatz eines Wicklungsteiles sicher vermieden werden.

Die unbedingte Verwendung kontinuierlicher Isolierverfahren in den USA und die auf lange Maschinen mit kleinerem Durchmesser beschränkte Anwendung dieses Verfahrens in Europa, wo diskontinuierliche Verfahren auch mit den neuen Isolierstoffen und bei sehr großen Maschinen durchgeführt werden, scheint der stärkste Unterschied der Tendenzen in den beiden Kontinenten zu sein.

Zusammenfassung

Nach einem Hinweis auf die günstigen Isoliereigenschaften des Glimmers werden die mit Glimmer synthetisch hergestellten Glimmererzeugnisse kurz besprochen. Anschließend werden Isolierungen behandelt, die als Grundstoffe Epoxyd- und Polyesterharze enthalten, sowie glimmerhaltige Gießharzisolierungen. Hierbei wird auf die Eigenschaften sowohl in verarbeitungstechnischer Hinsicht als auch auf das elektrische und mechanische Verhalten der Isolierstoffe eingegangen. In diesem Zusammenhang werden auch die Vor- und Nachteile des diskontinuierlichen und kontinuierlichen Isolierverfahrens näher besprochen. Abschließend werden verschiedene neuere Isolierverfahren kurz beschrieben, die in der Schweiz, in Frankreich und in Deutschland entwickelt wurden.

Schrifttum

[1] Abegg, K., u. Caffisch, Ch., u. Knapp, F.: Isolationen hoher Festigkeit für Generatoren großer Leistung. Bull. Oerlikon 1959, H. 332, S. 8–21.
[2] Fabre, J., u. Lang, G., u. Laverlochère, J., u. Leroy, G., u. Narcy, J., u. Ruelle, G.: Recherches sur l'isolation des grandes machines synchrones. CIGRE-Ber. 1956, Nr. 137.
[3] Potthoff, K.: Werkstoffe. ETZ-A Bd. 79 (1958) S. 730–732.
[4] Imhof, A.: Stand der elektrischen Gießharzanwendung. ETZ-A Bd. 78 (1957) S. 384–389.
[5] Nowak, P., u. Weber, F.: Epoxydharze und ihre Verwendung in der Elektrotechnik. ETZ-B Bd. 10 (1958) S. 101–107.
[6] Oburger, W.: Technologie der Kunststoffe für die Hochspannungstechnik. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 682–688.
[7] Imhof, A.: Über neue Konzeptionen und Werkstoffe der Hochspannungstechnik. Schweiz. Techn. Z. Bd. 55 (1958) S. 93–120.
[8] Gsodam, H.: Elektrische Prüfung der Isolation von Großmaschinen. Elin-Z. Bd. 10 (1958) S. 167–174.
[9] Senarclens, G. de: Entwicklung und Fortschritt auf dem Gebiete einiger elektrischer Isoliermaterialien. Firmenschrift der Schweiz. Isola-Werke, Breitenbach.
[10] Meyer, H.: Die Verwendung von Kunstharzen bei Hochspannungswicklungen elektrischer Maschinen. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 719–724.
[11] Nowak, P.: Beständigkeit organischer Kunststoffe. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 692–698.

Numerus clausus und Platzkapazität für das Studium der Elektrotechnik an westdeutschen Technischen Hochschulen

Von Ludwig Lebrecht, Darmstadt *)

DK 378.962 : 621.3.007. : 371.212.234

Die vom Verfasser durchgeführten statistischen Untersuchungen sollen einen weiteren Beitrag zur Frage des Ausbaus der Technischen Hochschulen hinsichtlich der Fakultäten für Elektrotechnik liefern.

Zweck der Untersuchungen

Der Andrang zum Studium der Elektrotechnik war, wie nach dem ersten, so auch nach dem zweiten Weltkrieg sehr groß, weil mehrere bis dahin zum Wehrdienst einberufene Jahrgänge frei wurden und neben den planmäßig zum Studium kommenden jüngeren Jahrgängen als Bewerber um Studienplätze auftraten. Die große Nachfrage nach Ingenieuren auf Grund der allgemeinen Entwicklung hat den Andrang nach dem zweiten Weltkrieg weiter gesteigert.

Die Technischen Hochschulen waren zunächst nicht nur nicht imstande, dem größeren Andrang mit vermehrten Zulassungen zu begegnen, ein Teil von ihnen war vielmehr

Tafel 1. Zahl der Bewerbungen an den acht Hochschulen.

Bewerber	Aachen	Berlin	Braunschweig	Darmstadt	Hannover	Karlsruhe	München	Stuttgart	Summe
Inländer	524	257	329	332	271	370	418	412	2 963
Ausländer	190	78	152	90	67	o. A.	184	101	862
insgesamt	714	335	481	472	938	370	602	513	3 825

Tafel 2. Zahl der Zulassungen zum Studium.

Zu- lassungen	Aachen	Berlin	Braunschweig	Darmstadt	Hannover	Karlsruhe	München	Stuttgart	Summe
Inländer	523	196	202	145	117	147	275	210	1 815
Ausländer	146	19	41	29	21	o. A.	55	28	339
insgesamt	669	215	243	174	138	147	330	238	2 154

durch die Kriegsfolgen für eine Reihe von Jahren gezwungen, sogar weniger Studenten als früher zuzulassen. Folge dieses Zustandes war die Beschränkung der Zulassungen. Der „numerus clausus“ bedeutete für einen Teil der interessierten Jugend längeres Warten auf einen Studienplatz, und es dürfte wenigstens in den ersten Jahren nach 1945 in einer Reihe von Fällen wegen der Platzbeschränkungen auch zur Wahl eines anderen Berufes gekommen sein.

Zunächst war anzunehmen, daß der gesteigerte Andrang nur für eine Reihe von Jahren bestehenbleiben würde und die Verhältnisse sich mit der Einordnung der Kriegsjahrgänge in das Wirtschaftsleben und mit dem Wiederaufbau der Hochschulen normalisieren würden. Hierbei blieb offen, wie sich die Nachfrage nach Studienplätzen auf die vermehrte Nachfrage nach Ingenieuren auf die Dauer einstellen würde.

Es zeigte sich aber, daß der Rückgang der Meldungen zum ersten Semester so, wie erwartet, nicht eintrat. Die Hochschulen sahen sich vielmehr bis jetzt der Tatsache gegenüber, daß die Zahl der Meldungen zum ersten Semester viel größer als die Zahl der verfügbaren Plätze blieb. Gleichzeitig fiel auf, daß ein Teil der zugeteilten Plätze nicht besetzt wurde, weil offenbar die absagenden

*) Prof. Dr.-Ing. L. Lebrecht ist Direktor des Instituts für Strom-richtertechnik und Elektrische Anlagen der TH Darmstadt.

Bewerber an einer anderen Hochschule, die ihnen besser lag, Unterkommen fanden. Ein Teil der Bewerber um Studienplätze hat nämlich auf die Zulassungsbeschränkungen der einzelnen Hochschulen mit Meldungen an mehreren Hochschulen reagiert. Hierdurch wurde die Summe der Meldungen an allen westdeutschen Hochschulen größer als die Zahl der Bewerber. Diese Tatsache war an sich bekannt. Bisher war aber nicht bekannt, wie weit die Zahlen auseinanderfielen. Der Verfasser hat es daher übernommen, für den Fakultätentag „Elektrotechnik“ einen Jahrgang Bewerber, und zwar den im Herbst 1958 sich zum Beginn des Studiums meldenden, statistisch zu überprüfen.

Art des Vorgehens

Die acht westdeutschen Technischen Hochschulen Aachen, Berlin, Braunschweig, Darmstadt, Hannover, Karlsruhe, München, Stuttgart haben Namen und Geburtsdaten aller Bewerber zum Studium der Elektrotechnik, die im Herbst 1958 das Studium aufnahmen oder aufnehmen wollten, dem

Tafel 3. Zahl der Bewerber, die mit dem Studium begonnen haben (Einschreibungen).

Bewerber	Aachen	Berlin	Braunschweig	Darmstadt	Hannover	Karlsruhe	München	Stuttgart	Summe
Inländer	396	150	105	113	81	117	207	149	1 318
Ausländer	128	11	30	17	12	o. A.	38	21	257
insgesamt	524	161	135	130	93	117	245	170	1 575

Verfasser zur Verfügung gestellt und hinzugefügt, ob die Bewerber angenommen oder abgelehnt wurden, schließlich, ob sie einen zugeteilten Studienplatz angenommen oder abgelehnt haben. Danach wurde eine Liste aufgestellt, in der jeder Bewerber nur einmal vorkam. Sie gab Auskunft, an welchen Hochschulen sich jeder Bewerber gemeldet hat, ob und wie oft er zugelassen wurde und wo er schließlich das Studium begonnen hat!).

Ergebnisse der Nachprüfungen

Folgende Ergebnisse sind von Interesse: Die Gesamtzahl der Bewerbungen, d. h. die Summe der bei den acht Technischen Hochschulen gestellten Zulassungsanträge, enthielt:

2963 Anträge von Inländern = 77,5 %,

862 Anträge von Ausländern = 22,5 %,

3825 Anträge insgesamt = 100 %.

Die Zahl der beteiligten Bewerber umfaßt:

1729 Inländer = 74 %,

605 Ausländer = 26 %,

2334 Bewerber = 100 %.

Die Zahl der Bewerber war in Prozenten der Zahl der Bewerbungen: 58,3 % bei den Inländern, 70,1 % bei den Ausländern, 61 % im Mittel aller Bewerber. Die Verteilung der Bewerbungen auf die acht Technischen Hochschulen ist in Tafel 1 zusammengestellt.

1) Die Zahlen einer Hochschule enthalten nicht die ausländischen Bewerber, die Zahlen einer anderen Hochschule enthalten auch Meldungen aus dem Sommersemester 1958.

Tafel 4. Mehrfachmeldungen und Mehrfachzulassungen der inländischen Bewerber, die mit dem Studium begonnen haben.

Beworben an:	Zahl der Bewerber	zugelassen								Zahl der Bewerbungen
		1 mal	2 mal	3 mal	4 mal	5 mal	6 mal	7 mal	8 mal	
1 Hochschule	821	821	—	—	—	—	—	—	—	821
2 Hochschulen	219	128	91	—	—	—	—	—	—	438
3 Hochschulen	152	80	40	32	—	—	—	—	—	456
4 Hochschulen	70	38	20	8	4	—	—	—	—	260
5 Hochschulen	37	17	13	2	3	2	—	—	—	185
6 Hochschulen	13	7	2	2	1	1	—	—	—	78
7 Hochschulen	5	1	2	1	1	—	—	—	—	35
8 Hochschulen	1	—	—	1	—	—	—	—	—	8
insgesamt	1 318	1 092	168	43	9	3	—	—	—	2 301

Tafel 5. Mehrfachbewerbungen und Mehrfachzulassungen der ausländischen Bewerber, die mit dem Studium begonnen haben.

Beworben an:	Zahl der Bewerber	zugelassen								Zahl der Bewerbungen
		1 mal	2 mal	3 mal	4 mal	5 mal	6 mal	7 mal	8 mal	
1 Hochschule	164	164	—	—	—	—	—	—	—	164
2 Hochschulen	48	39	9	—	—	—	—	—	—	96
3 Hochschulen	24	19	4	1	—	—	—	—	—	72
4 Hochschulen	17	13	4	—	—	—	—	—	—	68
5 Hochschulen	3	2	1	—	—	—	—	—	—	15
6 Hochschulen	1	—	—	—	1	—	—	—	—	6
7 Hochschulen	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
8 Hochschulen	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
insgesamt	257	237	18	1	1	—	—	—	—	421

Die Zahl der von den acht Hochschulen ausgesprochenen Zulassungen betrug

bei den Inländern

1815 = 84,3 %,

bei den Ausländern

339 = 15,7 %,

insgesamt

2154 = 100 %.

Die Verteilung der Zulassungen auf die Hochschulen ist in Tafel 2 dargestellt.

Die Zahl der Einschreibungen enthielt

1318 Inländer

= 72,7 % der zugeteilten Inländerplätze,

257 Ausländer

= 75,8 % der zugeteilten Ausländerplätze,

1575 Studierende

= 73,2 % von allen zugeteilten Plätzen insgesamt.

Tafel 3 zeigt die Zahl der Bewerber, die mit dem Studium begonnen haben, verteilt auf die einzelnen Hochschulen.

Die Tafeln 4 und 5 enthalten das statistische Bild der Bewerber, die mit dem Studium begonnen haben. Hier wird sichtbar, in welchem Umfang von Mehrfachbewerbungen Gebrauch gemacht wurde und in welchem Umfang Mehrfachzulassungen zustande gekommen sind. Auch läßt sich erkennen, daß sich 62,3 % der inländischen zugelassenen Bewerber nur an einer Hochschule beworben haben.

Die Gesamtzahl der Bewerber, die an allen Hochschulen abgewiesen wurden, betrug 242 Inländer = 14 % der Bewerber = 18,3 % der immatrikulierten Inländer, 291 Ausländer = 48,1 % der Bewerber = 113 % der immatrikulierten Ausländer. Von den insgesamt 533 In- und Ausländern waren es mithin 22,8 % der Bewerber und 33,8 % der insgesamt Immatrikulierten.

Die Tafel 6 enthält, getrennt nach In- und Ausländern, eine Aufstellung der Einfach- und Mehrfachbewerbungen, die an allen Hochschulen zur Ablehnung geführt haben.

Die Gesamtzahl der Bewerber, die an mindestens einer Hochschule zugelassen waren, aber mit dem Studium der Elektrotechnik 1958 nicht begonnen haben, betrug 169 Inländer, 57 Ausländer, insgesamt 226 Zulassungen.

Die Tafeln 7 und 8 zeigen, getrennt nach In- und Ausländern, wie diese Gruppe von Bewerbern von Mehr-

Tafel 6. Zahl der Bewerber, die an allen acht Technischen Hochschulen abgewiesen wurden.

Beworben an:	Inländer		Ausländer	
	Zahl der Bewerber	Zahl der Bewerbungen	Zahl der Bewerber	Zahl der Bewerbungen
1 Hochschule	173	173	232	232
2 Hochschulen	48	96	43	86
3 Hochschulen	17	51	10	30
4 Hochschulen	3	12	4	16
5 Hochschulen	1	5	2	10
6 Hochschulen	—	—	—	—
7 Hochschulen	—	—	—	—
8 Hochschulen	—	—	—	—
Summe:	242	337	291	374

fachbewerbungen Gebrauch gemacht und Mehrfachzulassungen erzielt hat. 116 deutsche Bewerber (= 68,6 % der Zugelassenen dieser Gruppe) sind an allen Hochschulen, an denen sie sich beworben haben, zugelassen worden. Mindestens zwei Drittel dieser Bewerbergruppe haben sich also aus Gründen, die nichts mit dem numerus clausus zu tun haben, zu einem anderen Beruf oder zum Studienbeginn in einem späteren Jahr entschlossen.

Auswertung der Ergebnisse

Es ist die Frage, ob sich bezüglich der Fehlkapazität aus den Zahlen Schlüsse gewinnen lassen.

Die Zahl der Einschreibungen umfaßte 1318 Inländer, 257 Ausländer, insgesamt 1575 Immatrikulierte. An allen Hochschulen abgewiesen wurden 242 inländische, 291 ausländische, insgesamt 533 Bewerber. Der Gesamtbedarf an Studienplätzen (1575 + 533) belief sich also auf 2108. Die Zahl der Zulassungen zum Studium betrug, wie bereits weiter oben angegeben, insgesamt 2154 Studierende.

Tafel 7. Zahl der zugelassenen inländischen Bewerber, die nicht mit dem Studium begonnen haben.

Beworben an	Zahl der Bewerber	zugelassen								Zahl der Bewerbungen
		1 mal	2 mal	3 mal	4 mal	5 mal	6 mal	7 mal	8 mal	
1 Hochschule	101	101	—	—	—	—	—	—	—	101
2 Hochschulen	27	14	13	—	—	—	—	—	—	54
3 Hochschulen	16	11	3	2	—	—	—	—	—	48
4 Hochschulen	10	9	—	1	—	—	—	—	—	40
5 Hochschulen	11	7	2	2	—	—	—	—	—	55
6 Hochschulen	1	1	—	—	—	—	—	—	—	6
7 Hochschulen	3	2	1	—	—	—	—	—	—	21
8 Hochschulen	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Summe:	169	145	19	5	—	—	—	—	—	325

Tafel 8. Zahl der zugelassenen ausländischen Bewerber, die nicht mit dem Studium begonnen haben.

Beworben an:	Zahl der Bewerber	zugelassen:								Zahl der Bewerbungen
		1 mal	2 mal	3 mal	4 mal	5 mal	6 mal	7 mal	8 mal	
1 Hochschule	49	49	—	—	—	—	—	—	—	49
2 Hochschulen	6	5	1	—	—	—	—	—	—	12
3 Hochschulen	2	1	1	—	—	—	—	—	—	6
4 Hochschulen	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5 Hochschulen	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6 Hochschulen	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7 Hochschulen	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
8 Hochschulen	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Summe:	57	55	2	—	—	—	—	—	—	67

Wenn man unterstellt, daß erstens sämtliche überall abgewiesenen Bewerber das Studium begonnen hätten, wenn sie an mindestens einer Hochschule zugelassen worden wären, zweitens alle zugelassenen Bewerber, die mit dem Studium nicht begonnen haben, sich ohne Zusammenhang mit den Zulassungsbeschränkungen für einen anderen Beruf entschieden haben, und drittens die Zahl der zugeteilten Plätze die wirkliche Platzkapazität der Hochschulen bilden würde, so würde die Gesamtkapazität (2154) dem Gesamtbedarf (2108) ziemlich genau entsprechen.

Nun stellt aber die Summe der Zulassungen (2154) nicht die wirkliche Platzkapazität dar. Die Summe der Plätze, welche die Hochschulen zu besetzen wünschten, ist fest-

Tafel 9. Verteilung der Geburtsjahrgänge.

Geburtsjahr	1937	1938	1939	1940	1941	1942	1943	1944	1945	1946	1947	1948
männliche Personen in Tausend	462	493	523	522	478	389	397	385	283	334	360	385

gestellt worden und betrug 1959 insgesamt 1840 Plätze. Dies erklärt sich daraus, daß die Hochschulen in Erwartung von Absagen mehr Zulassungen ausgesprochen haben, als Plätze verfügbar waren. Bezüglich der Folgerungen wird auf den Schluß dieser Arbeit verwiesen.

Man kann diese Fragen nur im Zusammenhang mit der Statistik der männlichen Wohnbevölkerung sehen. Darunter werden für diese Ermittlung die männlichen²⁾ Deutschen verstanden, die am 31. Dezember 1958 in der Bundesrepublik Deutschland einschließlich West-Berlin und Saarland gelebt haben. Ein Auszug aus der Statistik³⁾ läßt die Verteilung

2) Weibliche Studenten wählen nur selten Elektrotechnik als Studiengebiet.
3) Aus „Statistische Berichte“, herausgegeben vom Statistischen Bundesamt Wiesbaden. Arbeitsnummer VIII/7/83. „Die Wohnbevölkerung am 31. 12. 1958 nach Alter, Geschlecht und Familienstand.“

der männlichen Personen auf die Geburtenjahrgänge erkennen (Tafel 9).

Die von dem Verfasser angestellte Untersuchung befaßt sich in der Hauptsache mit den Geburtenjahrgängen 1938/1939. Die Geburtenjahrgänge 1939/1940 sind 1959 zur Hochschule gekommen. Man kann daher rechnen, daß vielleicht schon 1960, sicherer aber 1961, verursacht durch den Geburtenrückgang, eine Verminderung der Zahl der inländischen Bewerber eintreten wird. Bei der Einschätzung dieser Zusammenhänge ist zu beachten, daß der vermehrte Andrang zur höheren Schule eine gegenläufige Entwicklung darstellt, die sich im Jahre 1958 jedoch schon ausgewirkt haben dürfte. Andererseits ist an den höheren Schulen in den letzten Jahren eine Verschärfung der Auslese erkennbar geworden. Der Verfasser übersieht nicht, wie sich diese Entwicklung (höhere Schulen) in das Zahlengebäude dieser Arbeit einfügt.

Schlußfolgerungen

Der Verfasser hat gezeigt, daß die infolge der Zulassungsbeschränkungen üblich gewordenen Mehrfachmeldungen berücksichtigt werden müssen,

wenn man zu richtigen Schlüssen über den „Platzmangel“ an den Technischen Hochschulen gelangen will. Er möchte jedoch nicht unerwähnt lassen, daß die Zahlen seiner Arbeit nur einen Sachverhalt für einen bestimmten Zeitpunkt und für gegebene Bedingungen klären. Die Frage der Platzkapazität für das Studium der Elektrotechnik an den westdeutschen Technischen Hochschulen muß jedoch auch unter anderen Gesichtspunkten gesehen werden.

Es stellt sich die Frage nach dem Zukunftsbedarf an Diplom-Ingenieuren der Elektrotechnik, nach der richtigen Abgrenzung der Bildungsziele der Hochschulen und der Ingenieurschulen. Man kann die Frage nach der optimalen Größe einer Hochschule stellen. Es ist zu beachten, ob und wie weit die vorhandenen Begabungen den Bildungsabsichten Grenzen setzen, ob und wieviel Begabungen auf einem zweiten Bildungsweg der Hochschule zugeführt werden können, wie weit schließlich die Hochschulen Studierenden aus den Entwicklungsländern geöffnet werden können. Vereinbarungsgemäß wird der Hochschulausschuß des VDE zu den weiter gestellten Fragen Stellung nehmen.

Zusammenfassung

Die Nachfrage nach Plätzen zum Studium der Elektrotechnik an westdeutschen Technischen Hochschulen scheint nach wie vor größer zu sein als die Zahl der verfügbaren Plätze. Die Mehrfachmeldungen eines Teils der Studenten ergeben jedoch von der Nachfrage nach Studienplätzen ein falsches Bild. Um ihren Einfluß zu klären, wurde der Zulassungsjahrgang 1958 für alle acht Technischen Hochschulen statistisch überprüft. Dabei ergab sich, daß die Platzkapazität nicht einmal ganz ausgenutzt wird. Die Frage der Platzkapazität ist jedoch noch unter anderen Gesichtspunkten zu betrachten, über die hier nicht berichtet wird. Der Hochschulausschuß des VDE wird in Kürze dazu Stellung nehmen.

Fernsprech-Oberschwingungsfaktoren bei Drehstromgeneratoren in deutschen Netzen

Von Josef Tittel, Berlin*)

DK 621.391.823 : 621.395.013.71 : 621.313.322.013.71

Oberschwingungen in der Spannungskurve von Drehstromgeneratoren können benachbarte Fernsprechleitungen stören. Neuerdings sind internationale Vorschläge für höchstzulässige Fernsprech-Oberschwingungsfaktoren gemacht worden. Im folgenden soll untersucht werden, ob die Spannungskurven einer größeren Anzahl von Drehstromgeneratoren in deutschen Netzen diesen Anforderungen entsprechen.

Internationale Empfehlungen für die Bewertung der Form der Spannungskurve

Nach § 12 der Regeln für elektrische Maschinen VDE 0530/3.59 [1] gilt eine Spannungskurve als praktisch sinusförmig, wenn keiner ihrer Augenblickswerte vom Augenblickswert gleicher Phase der Grundschwingung (also der ersten Harmonischen) um mehr als 5% des Scheitelwertes der Grundschwingung abweicht (siehe auch Bild 5

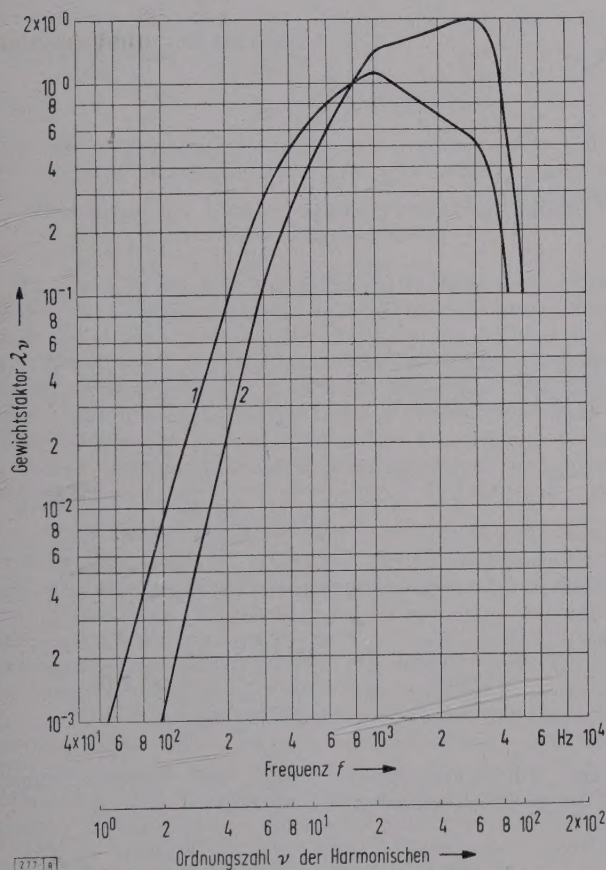


Bild 1. Gewichtungsfaktor λ_v in Abhängigkeit von der Frequenz f bzw. von der Ordnungszahl ν ($\nu = 1$ für $f = 50$ Hz).

- 1 CCIF-Psophometerkurve aus den Jahren 1951/1954, mit durch 1000 dividierten Ordinatenwerten
- 2 neue IEC-Kurve (1959), aus Kurve 1 durch Multiplikation mit $\{f\}/800$ hervorgeht.

von VDE 0530/3.59 und Bild 5 der Erläuterungen hierzu [2]). Hierbei ist über die Größe des zulässigen Scheitelwertes der einzelnen Oberschwingungen in der Spannungskurve nichts ausgesagt.

Das Technische Komitee 2 „Umlaufende elektrische Maschinen“ der Internationalen Elektrotechnischen Kommission

*) Dr.-Ing. E. h. J. Tittel ist Oberingenieur und wissenschaftlicher Mitarbeiter im Dynamowerk der Siemens-Schuckertwerke, Berlin, und Mitglied der VDE-Kommission 0530 für elektrische Maschinen.

(IEC) hatte aber bereits in den Jahren 1954 und 1955 beschlossen, in der Veröffentlichung 34 „IEC-Empfehlungen für umlaufende elektrische Maschinen“, Teil I, unter Abschnitt 4 Angaben über eine Bewertung der Spannungskurven aufzunehmen [3]; inzwischen hat sich eine Arbeitsgruppe eingehend mit diesen Fragen beschäftigt. Über den neuesten Stand der Beratungen des IEC-TC 2 in seiner Sitzung vom 23. Oktober 1959 in London wird nachstehend berichtet.

Die einzelnen Oberschwingungen in der Spannungskurve haben auf benachbarte Fernsprechleitungen einen verschiedenen starken Einfluß. Deshalb wird jeder Harmonischen ein gewisser Gewichtungsfaktor λ_v , also der ν -ten Harmonischen der Gewichtungsfaktor λ_v , zugeordnet. Das IEC-TC 2 hat in den oben erwähnten Sitzung empfohlen, für die Gewichtungsfaktoren, abhängig von der Frequenz f , die CCITT¹⁾-Psophometerkurve aus den Jahren 1951 bis 1954 für handelsübliche Fernsprechkreise zugrunde zu legen und diese Gewichtungsfaktoren noch mit dem Faktor $\frac{\{f\}}{800} \cdot \frac{1}{1000}$ zu multiplizieren. Hierbei bedeutet $\{f\}$ den Zahlenwert der jeweiligen Frequenz f .

Aus Bild 1 sind diese Gewichtungsfaktoren λ_v , welche die Empfindlichkeit des menschlichen Ohres auf die einzelnen Harmonischen bewerten, für den Frequenzbereich von $f = 50$ Hz bis $f = 5000$ Hz aufgetragen. Dabei ist Kurve 1 die alte Psophometerkurve — auf Grund der Vereinbarungen auf den CCIF²⁾-Konferenzen in Florenz (1951) und Genf (1954) —, deren Ordinatenwerte aber durch 1000 dividiert wurden. Kurve 2 geht aus Kurve 1 durch Multiplikation mit $\{f\}/800$ gemäß den oben erwähnten neuen Vorschlägen der IEC hervor. Beide Kurven können aber noch nicht als endgültig angesehen werden.

Der Fernsprech-Oberschwingungsfaktor³⁾, im folgenden in Anlehnung an den englischen Sprachgebrauch meist kurz mit THF bezeichnet, wird entweder direkt mit einem Spezialgerät gemessen, oder es werden durch ein selektives Röhrenvoltmeter in Verbindung mit einem Sperrfilter, das den Scheitelwert der Grundschwingung bis auf etwa $1/1000$ dämpft, die einzelnen Harmonischen gemessen⁴⁾. Die Messung wird bei Leerlauf, Nenndrehzahl und Nennspannung des Drehstromgenerators vorgenommen. Werden die Harmonischen einzeln gemessen, so berechnet sich der THF, ausgedrückt in Prozent des gleichfalls zu messenden Effektivwertes U der verketteten Spannung, zu:

$$\text{THF} = \frac{100}{U} \sqrt{(E_1 \lambda_1)^2 + (E_2 \lambda_2)^2 + (E_3 \lambda_3)^2 + \dots (E_n \lambda_n)^2} ; \quad (1)$$

1) CCITT = Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique.

2) CCIF = Comité Consultatif International Téléphonique.

3) Die Bezeichnung „Fernsprech-Oberschwingungsfaktor“ lautet im Englischen „telephone harmonic factor“, im Französischen «facteur harmonique téléphonique».

4) Hierzu dient z. B. ein von der Firma Bruel und Kjaer, Kopenhagen, vertriebener Frequenzanalysator.

hierin ist

E_v der Effektivwert der v -ten Harmonischen der elektromotorischen Kraft (EMK),

λ_v der Gewichtungsfaktor für die Frequenz der Harmonischen von der Ordnung v nach Bild 1, Kurve 2.

Die Messungen sollen im Frequenzbereich $f = 50 \text{ Hz}$ bis $f = 5000 \text{ Hz}$ vorgenommen werden.

Tafel 1. IEC-Vorschläge für höchstzulässige Werte des THF.

Nennleistungsbereich	höchstzulässiger THF %
62,5 kVA bis 1 000 kVA	3
über 1 000 kVA bis 2 500 kVA	2
über 2 500 kVA bis 10 000 kVA	0,8
über 10 000 kVA	0,5

Tafel 1 gibt die nach den neusten vorläufigen IEC-Empfehlungen höchstzulässigen Werte für den Fernsprech-Oberschwingungsfaktor (THF), abhängig von der Nennleistung der Drehstromgeneratoren, an.

Ursachen für Oberschwingungen in der Spannungskurve von Drehstromgeneratoren und Maßnahmen zu deren Verminderung

Die Oberschwingungen in der Spannungskurve von Drehstromgeneratoren bei Leerlauf und offener Ständerwicklung haben ihre Ursache vor allem in den Abweichungen des spannungserzeugenden Magnetfeldes von der Sinusform. Bei ungünstiger Ausbildung der Form des Polschuhrandes, kleiner Polbedeckung, Dämpfernuten bei Schenkelpolgeneratoren, oder bei ungünstiger Verteilung der Läuferwicklung auf die Läufernuten bei Turbogeneratoren können die Scheitelwerte der entstehenden Oberschwingungen der magnetischen Induktion Werte bis zu 10 % und mehr des Scheitelwertes der Grundschwingung erreichen. Dabei ist noch zu beachten, daß bei der Ermittlung des Feldbildes bei Leerlauf die Leitwertschwankungen, die durch die Öffnungen der Ständernuten verursacht werden, nicht zu berücksichtigen sind. Die Ständernutung zeigt ihren Einfluß erst durch eine Verstärkung oder Verminderung gewisser Oberschwingungen in der Spannungskurve, insbesondere der Nutenharmonischen.

Die Scheitelwerte der Harmonischen bis etwa zur 19-ten Ordnung können bei zweischichtigen Wicklungen durch Schrittverkürzung oder Zonenversetzung, bei einschichtigen Wicklungen durch Zonenverschachtelungen klein gehalten werden. Unter den höheren Harmonischen treten besonders die sogenannten Nutenharmonischen hervor, deren Ordnungszahl gegeben ist durch

$$v = 2 m q a \pm 1 ; \tag{2}$$

hierin ist

- m die Zahl der Wicklungsstränge (Phasen),
- q die Zahl der Nuten je Pol und Strang (Phase),
- a die Zahl der Polteilungen, nach der sich die Wicklung wiederholt.

Für die Unterdrückung dieser höheren Nutenharmonischen werden die bekannten Maßnahmen, wie Schrägungen der Ständernuten oder Dämpfernuten, Schrägungen der Polschuhe oder Versetzungen angewendet. Bei vielpoligen Maschinen wird besonders die Ausführung der Ständerwicklung als Bruchlochwicklung bevorzugt.

Bei den Ganzlochwicklungen ($a = 1$) ohne besondere zusätzliche Maßnahmen muß bei der Ermittlung der Nuten-

harmonischen in der Spannungskurve auch der sogenannte Nutenverstärkungsfaktor k_v berücksichtigt werden, der entscheidend vom Carterschen Faktor k_c der Ständernutung abhängt. Der Verstärkungsfaktor k_v ist

$$k_{v(v)} = \frac{\sin\left(v \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{k_c m q}\right)}{\sin\left(v \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{m q}\right)} . \tag{3}$$

Z.B. sind bei $m = 3, q = 3$ und $a = 1$ nach Gl. (2) für die Nutenharmonischen von der Ordnungszahl

$$v = 2 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 1 + 1 = 19 ,$$
$$v = 2 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 1 - 1 = 17 ,$$

mit $k_c = 1,2$ die Verstärkungsfaktoren nach Gl. (3)

$$k_{v(19)} = \frac{\sin\left(19 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{1,2 \cdot 3 \cdot 3}\right)}{\sin\left(19 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{3 \cdot 3}\right)} = \frac{\sin 158^\circ}{\sin 190^\circ} = - \frac{0,375}{0,1736} = - 2,16 ,$$
$$k_{v(17)} = \frac{\sin\left(17 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{1,2 \cdot 3 \cdot 3}\right)}{\sin\left(17 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{3 \cdot 3}\right)} = \frac{\sin 141,7^\circ}{\sin 170^\circ} = \frac{0,62}{0,1736} = 3,58 .$$

Bei einer Sehnung s/τ , mit s als Spulenweite und τ als Polteilung, ergibt sich der Wicklungsfaktor für die v -te Harmonische zu

$$\zeta_v = \sin\left(v \frac{\pi}{2} \cdot s/\tau\right) \cdot \frac{\sin\left(v \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{m}\right)}{q \cdot \sin\left(v \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{m q}\right)} . \tag{4}$$

Mit $s/\tau = 7/9, m = 3$ und $q = 3$ erhält man für die 17-te Harmonische

$$\xi_{17} = \sin\left(17 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{7}{9}\right) \cdot \frac{\sin\left(17 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{3}\right)}{3 \cdot \sin\left(17 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{9}\right)} = 0,903$$

und für die Grundschwingung ($v = 1$) ebenfalls

$$\xi_1 = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{7}{9}\right) \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{3}\right)}{3 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{9}\right)} = 0,903 .$$

Der Verstärkungsfaktor infolge der Ständernutung ist für die Grundschwingung ($v = 1$) nach Gl. (3)

$$k_{v(1)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{1,2 \cdot 3 \cdot 3}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{3 \cdot 3}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{10^\circ}{1,2}\right)}{\sin 10^\circ} = 0,84 .$$

Damit ergibt sich für ein Verhältnis des Scheitelwertes der 17-ten Harmonischen der magnetischen Induktion zu dem der Grundschwingung von nur $B_{17}/B_1 = 0,01$ das Verhältnis der Effektivwerte der entsprechenden Harmonischen der elektromotorischen Kraft (EMK)

$$\frac{E_{17}}{E_1} = \frac{\xi_{17} \cdot k_{v(17)} \cdot B_{17}}{\xi_1 \cdot k_{v(1)} \cdot B_1} = \frac{0,903 \cdot 3,58}{0,903 \cdot 0,84} \cdot 0,01 = 4,27 \% .$$

Hieraus erkennt man, daß man bei Ganzlochwicklungen heute immer zusätzliche Maßnahmen zur Unterdrückung der Nutenharmonischen vorsehen wird.

Eine Schrägung der Ständernuten (s_r), z.B. um eine Nutenteilung, würde die 17-te Harmonische um den Schrägungsfaktor

$$k_{sr(\nu)} = \frac{\sin\left(\nu \frac{\pi}{2} \cdot \frac{s_r}{\tau}\right)}{\nu \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{s_r}{\tau}}$$

vermindern. Für $\nu = 17$ erhält man

$$k_{sr(17)} = \frac{\sin\left(17 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{9}\right)}{17 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{9}} = \frac{0,1736}{2,96} = 0,0586,$$

für $\nu = 1$

$$k_{sr(1)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{9}\right)}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{9}} = \frac{0,1736}{0,1743} = 0,996.$$

Das Verhältnis des Effektivwertes der 17-ten Harmonischen der elektromotorischen Kraft (EMK) zu dem der Grundschwingung ist dann nur noch

$$\frac{E_{17}}{E_1} = 0,0427 \cdot \frac{0,0586}{0,996} = 0,252 \text{ ‰}.$$

Messungen des Fernsprech-Oberschwingungsfaktors an Drehstromgeneratoren

An einer Reihe von Generatoren in deutschen Netzen wurden die THF-Werte gemessen. In dankenswerter Weise haben die Hamburgischen Elektrizitätswerke (HEW) und die Bayerischen und Österreichischen Kraftwerke diese Messungen an einer größeren Zahl von Maschinen ermöglicht. Dabei wurden die Messungen im HEW-Netz vor allem an großen Turbogeneratoren und in den Bayerischen Netzen an großen langsam laufenden Wasserkraftgeneratoren vorgenommen.

Im HEW-Netz lagen bei den Turbogeneratoren bis zu Nennleistungen von 64 MVA mit feinen Ständernutungen (Zahl der Nuten je Pol und Strang $q \geq 8$) die im Herbst 1956 gemessenen THF-Werte im allgemeinen wesentlich unter dem Grenzwert von 0,5 ‰. Bei einem 64-MVA-Turbogenerator betrug der THF-Wert nur 0,098 ‰ nach Kurve 1 und 0,071 ‰ nach Kurve 2 von Bild 1. Auch bei Messungen im Netz und mit belasteten Maschinen und Transformatoren lagen alle gemessenen THF-Werte weit unter 0,5 ‰. In Zukunft wird allerdings bei den großen Turbogeneratoren mit Innenleiterkühlung, die dann mit sehr geringen Nutenzahlen — meist mit nicht mehr als 30 Nuten — gebaut werden, mit höheren THF-Werten gerechnet werden müssen. Hier hat man aber die Möglichkeit, durch eine Wicklungsanordnung mit drei Leernuten und Ausführung als Bruchlochwicklung, z.B. mit 5,5 Nuten je Pol und Strang, was $6 \cdot 5,5 = 33$ Nuten ergibt, den THF-Wert zu vermindern. Diese Wicklung ist in bezug auf die Spannungskurve gleichwertig einer Nutung mit elf Nuten je Pol und Strang, das sind $11 \cdot 6 = 66$ Nuten.

In den bayerischen Netzen mit überwiegend Wasserkraftgeneratoren wurden die gleichen THF-Messungen durchgeführt. Hier waren größere THF-Werte zu erwarten, weil bei den vielpoligen Generatoren die Nutzahlen je Pol und Strang gering sind und bei den kleineren Luftspalten die Nutenharmonischen in der magnetischen Induktion stärker hervortreten können.

Die Messungen an einer Reihe von Wasserkraftgeneratoren ergaben der THF-Werte nach Tafel 2.

Aus Tafel 2 erkennt man die unterschiedlichen THF-Werte, je nachdem man Kurve 1 oder Kurve 2 nach Bild 1 für die Gewichtsfaktoren zugrunde legt. Gegenüber Kurve 1 zeigt Kurve 2 für Frequenzen über 800 Hz höhere, für Frequenzen unter 800 Hz kleinere Werte. Je nachdem die ausgeprägteren Harmonischen vorwiegend im Frequenzbereich über bzw. unter 800 Hz liegen, werden die THF-Werte nach Kurve 2 größer bzw. kleiner als nach Kurve 1 ausfallen.

Nur bei einem einzigen Generator (Tafel 2, Nr. 3) hat der THF-Wert (1,93 ‰ bzw. 2,02 ‰) den zulässigen Wert von 0,8 ‰ nach Tafel 1 weit überschritten. Der Generator hat eine Ganzlochwicklung mit $q = 3$ Nuten je Pol und Strang ohne Nuten- oder Polschrägung. Die zweischichtige Wicklung hat zwar eine Wicklungsschrittverkürzung, aber

Tafel 2. Ergebnisse der THF-Messungen an Wasserkraftgeneratoren.

Nr.	Nennleistung MVA	Nenn-drehzahl U/min	Netz	THF nach Bild 1	
				Kurve 1 ‰	Kurve 2 ‰
1	3	90	Rhein-Main-Donau AG	0,156	0,155
2	3	90		0,158	0,156
3	4	68		1,93	2,02
4	35	62,5	Jochenstein-AG	0,305	0,288
5	35	333	OBAG	0,307	0,267
6	35	333		0,134	0,077

die Nutenharmonischen von der Ordnungszahl $\nu = 17$ und $\nu = 19$ treten sehr stark hervor. Bei allen anderen Maschinen, die zum Teil Bruchlochwicklungen, Nutenschrägungen oder Polschrägungen haben, liegen die gemessenen THF-Werte weit unter den zulässigen von 0,8 bzw. 0,5 ‰ nach Tafel 1.

Aus diesen Messungen ergibt sich, daß bei neuen Maschinen, bei denen alle verfügbaren Maßnahmen zum Erreichen einer guten Spannungskurve angewendet werden, die von der IEC empfohlenen zulässigen Grenzwerte für den Fernsprech-Oberschwingungsfaktor (THF) weit unterschritten werden.

Zusammenfassung

Über die neusten internationalen Vorschläge für eine Definition und für zulässige Grenzwerte des Fernsprech-Oberschwingungsfaktors (THF) wird berichtet. Nach diesen Empfehlungen darf dieser Faktor bei großen Synchronmaschinen über 10 MVA den Wert 0,5 ‰ nicht überschreiten. Es folgt eine kurze Betrachtung über die Ursachen für die höheren Harmonischen in der Spannungskurve von Drehstromgeneratoren und über die Maßnahmen zu ihrer Verminderung. Messungen an einer größeren Zahl von Generatoren in deutschen Netzen haben ergeben, daß der Fernsprech-Oberschwingungsfaktor weit unter der obenerwähnten zulässigen Grenze von 0,5 ‰ liegt.

Schrifttum

[1] Regeln für elektrische Maschinen, VDE 0530/3. 59. VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 1959.
[2] Erläuterungen zu den Regeln für elektrische Maschinen. VDE-Schriftenreihe H. 10. Hrsg. H. Hess. VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 1960.
[3] I.E.C. Recommendations for rotating electrical machinery. IEC-Publication Nr. 34-1 (1953).

Beitrag zur komplexen Behandlung von Wechselleistungen

Von Heinrich Wagner von Wagenried, Wien*)

DK 621.3.025.016.2 : 511.24

Die komplexe Behandlung von Wechselleistungen ist möglich. Die Darstellung elektrischer Größen als Zeigerdiagramme führt zu anschaulichen Begriffen, was nachstehend gezeigt werden soll.

Allgemeines

Der Augenblickswert einer Wechselleistung ist das Produkt aus den Augenblickswerten von Strom und Spannung. Ist deren Verlauf einwellig sinusförmig, so erhält man die bekannte Grundgleichung für die Augenblickswerte

$$p = \hat{U}_m \sin \omega t \cdot \hat{I}_m \sin (\omega t - \varphi) = \hat{U}_m \hat{I}_m [\cos \varphi - \cos (2 \omega t - \varphi)] / 2 = UI [\cos \varphi - \cos (2 \omega t - \varphi)] \quad (1)$$

mit $\hat{U}_m = \sqrt{2} U$ und $\hat{I}_m = \sqrt{2} I$. Diese Leistung schwingt somit nach einer Kosinuslinie mit doppelter Frequenz um die zur Zeitachse parallele Gerade, wobei der Abstand $(\hat{U}_m \hat{I}_m \cos \varphi) / 2 = UI \cos \varphi$ ist. Der Mittelwert der Augenblicksleistungen entspricht dann diesem zeitunabhängigen Abstand und diese mittlere übertragene Leistung

$$P = UI \cos \varphi, \quad (2)$$

wird die Wirkleistung genannt.

Diese Darstellung der Leistung als Mittelwert der Augenblickswerte ist einwandfrei, sie verhindert aber den Einblick in das Schwingen der Leistung. Man hat dazu die Schein- und die Blindleistung eingeführt.

Zur Darstellung der Schein- und der Blindleistung muß die Kosinus-Schwingung $UI \cos (2 \omega t - \varphi)$, deren Amplitude vom Phasenwinkel φ unabhängig ist, für sich allein betrachtet und in die beiden Bestandteile

$$UI \cos (2 \omega t - \varphi) = UI \cos 2 \omega t \cdot \cos \varphi + UI \sin 2 \omega t \cdot \sin \varphi \quad (3)$$

zerlegt werden. Setzt man für das Produkt $UI = S$, für $UI \cos \varphi = P$ und für $UI \sin \varphi = Q$, so ist $S^2 = P^2 + Q^2$ und

$$S \cos (2 \omega t - \varphi) = P \cos 2 \omega t + Q \sin 2 \omega t. \quad (4)$$

S ist die Scheinleistung, P die Wirkleistung und Q die Blindleistung. Mit der Zerlegung der Scheinleistung in seine Komponenten (Wirk- und Blindleistung) läuft parallel eine Zerlegung der Spannung bzw. des Stromes in Wirk- und Blindgrößen. Durch diese Zerlegung hat man einen Einblick in das Wechselspiel erhalten, aber man kann aus diesen Gleichungen nicht die gegenseitige Phasenlage erkennen. Die Anwendung der komplexen Rechenmethode schafft Klarheit und bietet ein anschauliches Bild über die drei Leistungsgrößen.

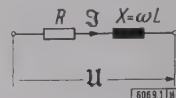
Die komplexe Rechnung stellt zeitabhängige Größen mit sinusförmigem Verlauf als Drehzeiger dar. In der Elektrotechnik können so Strom, Spannung und Leistung dargestellt werden. Alle diese Zeiger drehen sich um eine gemeinsame Achse mit gleichförmiger, aber nicht immer gleicher Winkelgeschwindigkeit. Denkt man sich die Strom- und Spannungszeiger — kurz U - I -Zeiger — auf einer sich mit der Winkelgeschwindigkeit ω und alle Leistungszeiger — kurz P -Zeiger — auf einer anderen mit der Winkelgeschwindigkeit 2ω umlaufenden Scheibe befestigt, dann soll die erste Scheibe als das U - I -„Karussell“ und die zweite Scheibe als das P -„Karussell“ bezeichnet werden.

Würde man von den beiden umlaufenden „Karussellen“ eine photographische Momentaufnahme zur beliebigen Zeit t machen — gleichbedeutend mit einem plötzlichen Stillstand —, so erhält man die durch den Winkel φ gegeneinander festgelegten Strom- und Spannungszeiger in einer beliebigen Lage zum Koordinatensystem.

Um die Drehung der „Karusselle“ zu zeigen, stellt man die Zeiger der Wechselgrößen durch ihre Absolutwerte und ihre gegenseitige Lage durch den zugehörigen Drehfaktor dar, wobei die Zeit t auf die Dauer der Beobachtung der „Karusselle“, ausgedehnt werden soll. Wie üblich, bezieht man den Beginn der Zeit t auf die Ausgangslage der Spannung und betrachtet vorerst den Strom als nacheilend, also induktiv.

Würde ein Beobachter sich auf den rotierenden „Karussellen“ befinden, um beim Mitfahren die Verhältnisse zu ermitteln, dann fallen für ihn die Drehfaktoren weg. Er

Bild 1. Reihenschaltung von R und L .



wird Beziehungen aufstellen, die nur Absolutwerte und zeitunabhängige Drehfaktoren enthalten.

Nach dem Vorstehenden hat man also bei den Berechnungen drei Zustände zu unterscheiden, und zwar

1. Stillstand, 2. Drehung, 3. Mitfahren.

An verschiedenen Beispielen soll die Anwendung der komplexen Rechnung zur Ermittlung der Leistungsgrößen gezeigt werden.

Rechenbeispiele

Reihenschaltung von Widerstand und Induktivität

- a) Stillstand

Aus der Schaltung nach Bild 1 erhält man für die Teilspannungen

$$U_R = IR \text{ und } U_X = jIX,$$

und die Gesamtspannung ist somit

$$U = U_R + U_X = IR + jIX.$$

Es ist

$$UI = I^2 R + jI^2 X.$$

- b) Drehung

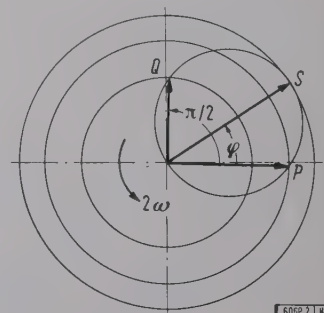
Nimmt man als Ausgangsgröße die Spannung an, so erhält man bei nacheilendem Strom folgende Beziehungen für die beiden Größen

$$U = U e^{j\omega t} \text{ und } I = I e^{j(\omega t - \varphi)}.$$

Man erhält

$$\begin{aligned} UI e^{j(2\omega t - \varphi)} &= I^2 R \cdot e^{j(2\omega t - 2\varphi)} + I^2 X \cdot e^{j\pi/2} \cdot e^{j(2\omega t - 2\varphi)} \\ &= I^2 R \cdot e^{j(2\omega t - 2\varphi)} + I^2 X \cdot e^{j(2\omega t - 2\varphi + \pi/2)}. \end{aligned}$$

Bild 2. Leistungsdiagramm für Reihenschaltung.



*) Dipl.-Ing. H. Wagner v. Wagenried hat diese Arbeit während seiner Tätigkeit als Professor an der Faculté des Ingénieurs in Aleppo (Syrien) verfaßt.

c) Mitfahren

Es ist
$$UI e^{+j\varphi} = I^2 R + I^2 X \cdot e^{j\pi/2}$$
oder unter Anwenden der Eulerschen Gleichungen

$$UI \cos \varphi + j UI \sin \varphi = I^2 R + j I^2 X.$$
Nach Trennung in den reellen und imaginären Teil wird

$$UI \cos \varphi = I^2 R \text{ und } j UI \sin \varphi = j I^2 X.$$
Damit wird

$$UI e^{j\varphi} = \mathfrak{S}$$
die komplexe Scheinleistung. Der Wert $|\mathfrak{S}| R$ ist die Wirk-

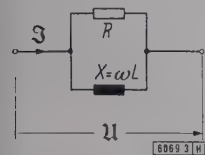


Bild 3. Parallelschaltung von R und L.

leistung P und das Glied $j |\mathfrak{S}| X$ ist die Blindleistung $j Q$. Man erhält schließlich

oder
$$\mathfrak{S} = P + j Q$$

Der Leistung P eilt somit die Scheinleistung \mathfrak{S} um den Winkel φ und die Blindleistung Q um den Winkel $\pi/2$ vor, wie es in Bild 2 dargestellt ist.

Parallelschaltung von Widerstand und Induktivität

a) Stillstand
Der Gesamtstrom für die Parallelschaltung (Bild 3) ist

$$\mathfrak{S} = \mathfrak{S}_R + \mathfrak{S}_X,$$
dabei bestimmen sich die Teilströme zu

und es ist
$$U \mathfrak{S} = U^2/R + U^2/j X.$$

b) Drehung
Wie im Beispiel 1 b, erhält man

$$U \mathfrak{S} = U I \cdot e^{j(2\omega t - \varphi)} = U^2/R \cdot e^{j2\omega t} + U^2/X \cdot e^{j(2\omega t - \pi/2)}.$$

c) Mitfahren
Es ist
$$UI \cdot e^{-j\varphi} = U^2/R + U^2/X \cdot e^{-j\pi/2}$$

oder unter Anwendung der Leistungskomponenten wird

oder
$$\mathfrak{S} = P - j Q$$
$$S \cdot e^{-j\varphi} = P + Q \cdot e^{-\pi/2}.$$

Der Leistung P eilt in dieser Schaltung die Scheinleistung \mathfrak{S} um den Winkel φ und die Blindleistung Q um den Winkel $\pi/2$ nach, wie dies in Bild 4 gezeigt ist.

Bevor ein drittes Beispiel behandelt wird, sollen einige kritische Betrachtungen zu den Diagrammen (Bild 2 und 4) angestellt werden. In beiden Abbildungen sind die Vor-

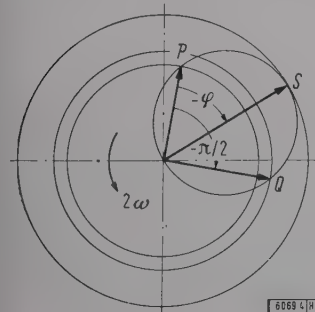
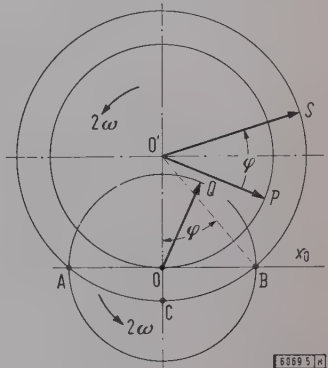


Bild 4. Leistungsdiagramm für Parallelschaltung.

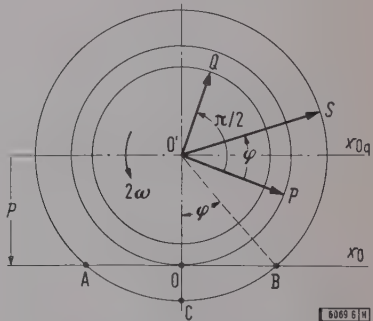
zeichen der Leistungen nicht erkennbar. Wie man weiß, kann die Wirkleistung nie negativ werden, sondern kann immer nur einen positiven Wert haben. Weiter ist bekannt, daß die Blindleistungen positiv und negativ sein können, während die Scheinleistung teils negativ, teils positiv ist. Zieht man, wie es Bild 5 zeigt, im Abstand des Wirkleistungszeigers P vom „Karussell“-Mittelpunkt 0 eine waagerechte Linie x_0 , so ist diese Linie die Nullachse des „Leistungskarussells“. Die Achse x_0 steht im Raum still, d.h. sie nimmt an der Drehung nicht teil. Bei Anordnung

Bild 5. Diagramm für Erläuterung der Leistungskomponenten.



dieser Achse müßte dann der Drehungsmittelpunkt für die Blindleistungen im Punkt 0 liegen, man hätte dann zwei „Karusselle“, ein P-S-„Karussell“, das sich um O' dreht, und ein Q-„Karussell“ mit der Drehachse in 0. Um aber die Darstellung der Leistungen durch ein „Karussell“ nach Bild 2 und 4 nicht zu verlassen, legt man durch den Mittelpunkt O' eine zweite zu x_0 parallele Nullachse x_{0q} (Bild 6). Beide Nullachsen stehen im Raum still und stellen die Trennungslinie zwischen den positiven und negativen Bereichen der Leistungen dar. Die Nulllinie x_0 bezieht sich auf die Wirk- und Scheinleistungsgrößen, während die Achse x_{0q} sich auf Blindleistungsgrößen bezieht. Der senkrechte Abstand eines Zeiger-Endpunktes von seiner zugehörigen Nulllinie ist der Augenblickswert zur zugeordneten Zeit t . Dieser Augenblickswert ist negativ, wenn er unterhalb, und positiv, wenn er oberhalb seiner Nullachse liegt, wie dies in Bild 6 zu erkennen ist. Im Diagramm ist die Scheinleistung zwischen den Punkten ACB negativ und in den Punkten A und B Null. Der Abstand OO' ist gleich

Bild 6. Zeigerdiagramm für die Scheinleistung und ihre Komponenten.



dem Wert $S \cdot \cos \varphi$, also gleich der Wirkleistung P , und der halbe Winkel $\sphericalangle AOB$ ist gleich dem Phasenwinkel φ . Der Abstand OB ist gleich der Blindleistung $Q = S \cdot \sin \varphi$.

Gemischte Schaltung mit Widerstand, Induktivität und Kapazität

Am Zahlenbeispiel einer gemischten Wechselstromschaltung soll die allgemeine Anwendbarkeit der komplexen Rechnung für Wechselstromleistung gezeigt werden.

Für die in Bild 7 dargestellte Schaltung seien die Ausgangsgrößen

$$U = 60 \text{ V}, R_a = 150 \, \Omega, R_b = 80 \, \Omega, X_C = 260 \, \Omega \text{ und } X_L = 116,52 \, \Omega.$$

Aus diesen Werten errechnet man den Ersatzwiderstand Z_a der Parallelschaltung von R_a und X_C

$$\mathfrak{Z}_a = \frac{R_a (-j X_C)}{R_a - j X_C} = \frac{R_a X_C^2}{R_a^2 + X_C^2} - j \frac{R_a^2 X_C}{R_a^2 + X_C^2} = (112,5 - j 64,95) \Omega,$$

$$Z_a = 130 \Omega,$$

den Ersatzwiderstand Z_b der Reihenschaltung von R_b und X_L

$$\mathfrak{Z}_b = R_b + j X_L = (80 + j 116,52) \Omega, \quad Z_b = 141,4 \Omega$$

und den Gesamtwiderstand zu

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_a + \mathfrak{Z}_b = (112,5 - j 64,95) \Omega + (80 + j 116,52) \Omega = (192,5 + j 51,57) \Omega.$$

Der Betrag Z und der Phasenverschiebungswinkel sind im Gesamtkreis

$$Z = 199,5 \Omega, \quad \tan \varphi = \frac{+51,57 \Omega}{192,5 \Omega} = 0,2679; \quad \varphi = +15^\circ = \frac{\pi}{12}$$

und in der Parallelschaltung aus R_a und X_C

$$\tan \varphi_a = \frac{-64,95 \Omega}{112,5 \Omega} = -0,5774; \quad \varphi_a = -30^\circ = \frac{\pi}{6}.$$

Der Gesamtstrom und die Teilströme sind somit

$$I = U/Z = 60 \text{ V}/199,5 \Omega = 0,301 \text{ A},$$

$$I_1 = I \cdot \cos \varphi_a = 0,301 \text{ A} \cdot \cos 30^\circ = 0,261 \text{ A},$$

$$I_2 = I \cdot \sin \varphi_a = 0,301 \text{ A} \cdot \sin 30^\circ = 0,151 \text{ A}.$$

Damit werden die Spannungen

$$U_a = I \cdot Z_a = I_1 R_a = 0,261 \text{ A} \cdot 150 \Omega = 39,15 \text{ V},$$

$$U_b = I \cdot Z_b = I \cdot Z_b = 0,301 \text{ A} \cdot 141,4 \Omega = 42,5 \text{ V}.$$

Nach dem zweiten Kirchhoffschen Gesetz ist

$$U = \mathfrak{Z}_1 R_a + \mathfrak{Z} R_b + j \mathfrak{Z} X_L \quad \text{und} \quad U = -j \mathfrak{Z}_2 X_C + \mathfrak{Z} R_b + j \mathfrak{Z} X_L.$$

Nimmt man als Ausgangsgröße die Spannung, so erhält

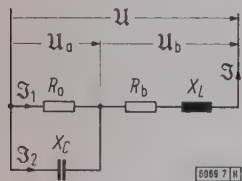


Bild 7. Gemischte Schaltung von R , L und C .

man bei nacheilendem Strom — der Phasenwinkel für den Gesamtkreis ist positiv — für die Spannung

$$U = U; \quad \mathfrak{Z} = I e^{-j \varphi}; \quad \mathfrak{Z}_1 = I_1 e^{j (-\varphi - \varphi_a)}$$

und

$$\mathfrak{Z}_2 = I_2 e^{j (-\varphi - \varphi_a + \pi/2)}.$$

Danach folgt

a) Stillstand

$$U \mathfrak{Z} = U_a \mathfrak{Z} + U_b \mathfrak{Z} = (\mathfrak{Z}_1 R_a) \mathfrak{Z} + \mathfrak{Z} (R_b + j X_L) \mathfrak{Z} = (\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2) \mathfrak{Z}_1 R_a + \mathfrak{Z}^2 R_b + j \mathfrak{Z}^2 X_L$$

oder für $\mathfrak{Z}_1 R_a = -j \mathfrak{Z}_2 X_C$ gesetzt

$$U \mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_1^2 R_a - j \mathfrak{Z}_2^2 X_C + \mathfrak{Z}^2 R_b + j \mathfrak{Z}^2 X_L.$$

b) Drehung

Man erhält für das Beispiel

$$U I e^{j (2 \omega t - \varphi)} = I_1^2 R_a \cdot e^{j (2 \omega t - 2 \varphi - 2 \varphi_a)} - j I_2^2 X_C \cdot e^{j (2 \omega t - 2 \varphi - 2 \varphi_a + \pi)} + I^2 R_b \cdot e^{j (2 \omega t - 2 \varphi)} + j I^2 X_L \cdot e^{j (2 \omega t - 2 \varphi)}.$$

c) Mitfahren

Es ist

$$U I e^{j \varphi} = I_1^2 R_a \cdot e^{j 2 \varphi_a} - j I_2^2 X_C \cdot e^{j (-2 \varphi_a + \pi)} + I^2 R_b + j I^2 X_L,$$

und somit erhält man in der Komponentendarstellung

$$S e^{j \varphi} = P_a \cdot e^{-j 2 \varphi_a} + Q_C \cdot e^{j (-2 \varphi_a + \pi/2)} + P_b + Q_L e^{j \pi/2}.$$

Setzt man die gegebenen Zahlenwerte ein, so erhält man

$$S = 18,06 \cdot e^{j \pi/12} \text{ VA}; \quad P_a = 10,2 \cdot e^{j \pi/3} \text{ W};$$

$$Q_C = 5,89 \cdot e^{j \pi/6} \text{ VA};$$

$$P_b = 7,25 \text{ W} \quad \text{und} \quad Q_L = 10,6 \cdot e^{j \pi/2} \text{ VA}.$$

Das zugehörige Leistungsdiagramm zeigt Bild 8.

Die Anwendung der komplexen Rechnung konnte auf Wechselstromleistungen uneingeschränkt angewendet werden und führte in einer einfachen Art zu einer anschau-

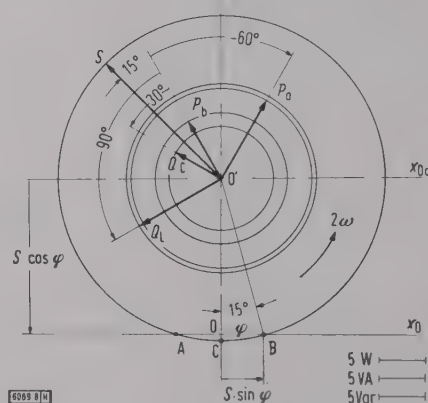


Bild 8. Leistungsdiagramm für gemischte Schaltung.

lichen Darstellung. Erst das „Leistungskarussell“ gibt die gegenseitige Phasenlage der Zeiger zueinander wieder. Zu den gleichen Ergebnissen gelangt man durch die Darstellung der Leistungen durch Sinuskurven, aber der Zeitaufwand ist erheblich, und die Übersicht geht wegen der Vielzahl von Kurven verloren, daher wird dieser Weg kaum beschritten. Im Schrifttum wird oft angegeben, daß die Multiplikation zweier komplexer, zeitabhängiger Größen sinnlos sei, weil der Zeitfaktor die Form $2 \omega t$ annimmt. Da aber die Augenblickswerte der Leistungen tatsächlich mit der doppelten Frequenz pulsieren, ist das Auftreten der doppelten Winkelgeschwindigkeit der Zeiger ein Beweis für die Anwendbarkeit der komplexen Rechenmethode auf Wechsellleistungen.

Zusammenfassung

Die in der Arbeit beschriebene Darstellung der Wechselstromleistungen als „Karusselle“ (Zeigerdiagramme) ermöglicht nicht nur die Größe und gegenseitige Lage der einzelnen Zeiger abzulesen, sondern auch für jeden Zeitaugenblick die zugehörigen Augenblickswerte. Diese Darstellung ist wesentlich einfacher und vor allem übersichtlicher als die Darstellung in Form von Sinuskurven im rechtwinkligen Koordinatensystem.

Die komplexe Darstellung der Leistung in Wechselstromkreisen

Von August Hochrainer, Kassel *)

DK 621.3.025.016.2 : 511.24

In der Arbeit von H. Wagner von Wagenried¹⁾ wird auf die Möglichkeit einer komplexen Darstellung der Leistung in Wechselstromkreisen mit sinusförmiger Spannung und sinusförmigem Strom hingewiesen und diese Darstellung an einigen Beispielen gezeigt. Im folgenden soll als Ergänzung hierzu eine strenge, allgemeingültige Beweisführung für die vorgeschlagene Darstellung gegeben werden.

Eine sinusförmige Wechselspannung u mit dem Effektivwert U , die ihren positiven Scheitel $U = U/\sqrt{2}$ zum Zeitpunkt $t = \psi/\omega$ nach dem Nullpunkt der Zeitzählung erreicht, läßt sich in der Form

$$u = \hat{U} \cos(\omega t - \psi) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathcal{U} e^{j\omega t} + \mathcal{U}^* e^{-j\omega t}) \tag{1}$$

darstellen. Dabei sind

$$\mathcal{U} = U e^{-j\psi} \tag{2}$$

der zugehörige Zeiger in der üblichen komplexen Darstellung und

$$\mathcal{U}^* = U e^{j\psi} \tag{3}$$

der dazu konjugierte Zeiger.

In gleicher Weise gilt für einen Strom i mit dem Effektivwert I , der seinen Scheitelwert $\hat{I} = I/\sqrt{2}$ zum Zeitpunkt $t = \chi/\omega$ nach dem Nullpunkt der Zeitzählung erreicht,

$$i = \hat{I} \cos(\omega t - \chi) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathcal{I} e^{j\omega t} + \mathcal{I}^* e^{-j\omega t}), \tag{4}$$

mit

$$\mathcal{I} = I e^{-j\chi} \tag{5}$$

und

$$\mathcal{I}^* = I e^{j\chi}. \tag{6}$$

Der Phasenverschiebungswinkel zwischen Strom und Spannung ist dann

$$\varphi = \psi - \chi, \tag{7}$$

wenn man φ für den Fall des nacheilenden Stromes positiv annimmt.

Der Augenblickswert der Leistung ist

$$u i = \frac{1}{2} (\mathcal{U} \mathcal{I}^* + \mathcal{U}^* \mathcal{I}) + \frac{1}{2} [\mathcal{U} \mathcal{I} e^{2j\omega t} + \mathcal{U}^* \mathcal{I}^* e^{-2j\omega t}]. \tag{8}$$

Der zeitunabhängige Teil dieses Ausdrucks ist

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} (\mathcal{U} \mathcal{I}^* + \mathcal{U}^* \mathcal{I}) &= \frac{1}{2} U I [e^{-j(\psi-\chi)} + e^{j(\psi-\chi)}] = \\ &= \frac{1}{2} U I [e^{-j\varphi} + e^{j\varphi}] = U I \cos \varphi, \end{aligned} \tag{9}$$

also gleich der Wirkleistung

$$P = U I \cos \varphi. \tag{10}$$

Um den verbleibenden Teil der rechten Seite von Gl. (8) darzustellen, führt man einen Leistungszeiger

$$\mathcal{S} = U I e^{j\varphi} \tag{11}$$

ein. Dann ist

$$\mathcal{U} \mathcal{I} = U I e^{-j(\psi+\chi)} = U I e^{j\varphi} \cdot e^{-2j\psi} = \mathcal{S} e^{-2j\psi} \tag{12}$$

und

$$\mathcal{U}^* \mathcal{I}^* = U I e^{j(\psi+\chi)} = U I e^{-j\varphi} \cdot e^{2j\psi} = \mathcal{S}^* e^{+2j\psi}. \tag{13}$$

Damit läßt sich an Stelle von Gl. (8) schreiben

$$u i = P + \frac{1}{2} [\mathcal{S} e^{2j(\omega t - \psi)} + \mathcal{S}^* e^{-2j(\omega t - \psi)}]. \tag{14}$$

Nach Gl. (11) sind

$$\operatorname{Re} \mathcal{S} = U I \cos \varphi = P, \tag{15}$$

$$\operatorname{Im} \mathcal{S} = U I \sin \varphi = Q \tag{16}$$

und somit

$$\mathcal{S} = P + j Q. \tag{17}$$

Der schwingende Teil der Leistung läßt sich also nach Gl. (14) durch den Zeiger \mathcal{S} darstellen, der mit der Winkelgeschwindigkeit $2\omega t$ umläuft. Im Fall, daß die Spannung ihren positiven Scheitelwert zum Zeitpunkt $t = 0$ erreicht, also wenn $\psi = 0$ ist und damit der Spannungszeiger \mathcal{U} in die reelle Achse fällt, ist die Phasenlage von \mathcal{S} dadurch bestimmt, daß die reelle Komponente von \mathcal{S} gleich der Wirkleistung P und die imaginäre Komponente gleich der Blindleistung Q ist. Wenn jedoch $\psi \neq 0$, dann muß P gegenüber der reellen, den Zeitpunkt $t = 0$ bestimmenden Achse um den Winkel 2ψ gedreht werden. Entsprechendes gilt für Q , so daß der Zeiger \mathcal{S} um den Winkel 2ψ gegenüber dem Fall $\psi = 0$ gedreht erscheint.

Durch die Projektion von \mathcal{S} auf die Zeitachse $t = 0$ kann man die jeweiligen Augenblickswerte des schwingenden Anteiles der Leistung erhalten. Man gelangt zu dem Gesamtwert der Leistung $u i$, wenn man zu der Projektion von \mathcal{S} auf die Zeitachse noch den festen Anteil P hinzufügt, d. h. an Stelle des Abstandes der Projektion der Spitze von \mathcal{S} vom Mittelpunkt des Diagrammes den Abstand der Projektion der Spitze vom Punkt $-P$ auf der Zeitachse mißt (Bild 1).

Aus der angegebenen Herleitung folgt ohne weiteres, daß in einem Knotenpunkt eines Netzes, für den die Stromsumme

$$\sum \mathcal{I} = 0$$

ist, auch die Summe der Leistungszeiger verschwindet, also

$$\sum \mathcal{S} = 0$$

gelten muß. In einem solchen Knotenpunkt dürfen also die Leistungszeiger geometrisch addiert werden. Die Summe der

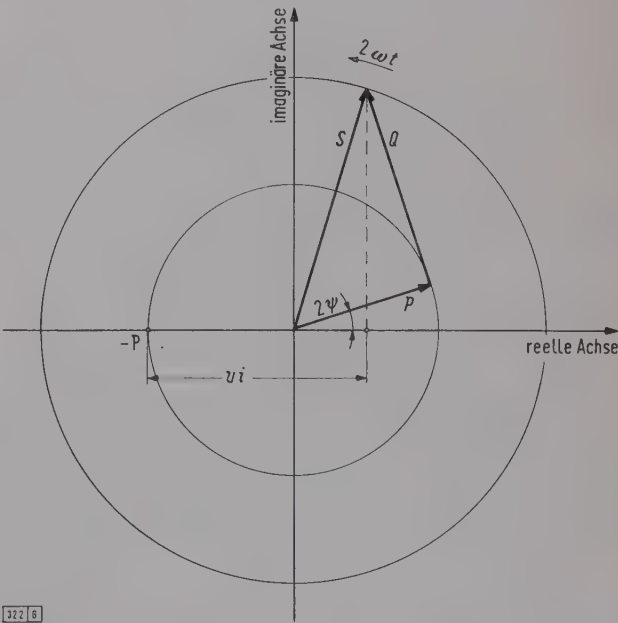


Bild 1. Diagramm zur Darstellung des Augenblickswertes des schwingenden Anteils der Leistung aus dem Zeiger der Scheinleistung.

*) Prof. Dr. techn. A. Hochrainer ist technischer Direktor der Hochspannungsschaltgerätefabrik und des Hochspannungsinstituts der AEG in Kassel.
1) Wagenried, H. Wagner v.: Beitrag zur komplexen Behandlung von Wechselstromleistungen. Siehe S. 528–530 in diesem Heft.

zugeführten und abgeführten schwingenden Leistungen muß verschwinden. Wegen Gl. (17) gilt dann auch noch

$$\sum P = 0$$

und

$$\sum Q = 0,$$

das heißt, sowohl die Wirkleistungen als auch die Blindleistungen verschwinden für sich.

In gleicher Weise folgt bei einer Reihenschaltung von Impedanzen, die alle von demselben Strom I durchflossen werden, aus der Gleichung für die Gesamtspannung

$$U = \sum U_n$$

auch

$$S = \sum S_n$$

und wegen Gl. (17) auch

$$P = \sum P_n$$

und

$$Q = \sum Q_n.$$

Die Zeigerdarstellung der schwingenden Leistung kann sicher von Vorteil sein, wenn man sich bei komplizierteren Schaltungen ein Bild davon machen will, wie sich die einzelnen Leistungen auf die verschiedenen Elemente der Stromkreise verteilen.

Zusammenfassung

Die Arbeit enthält einen allgemein gültigen Beweis für die komplexe Darstellung der Leistung in Wechselstromkreisen.

Genaueres Verfahren zur Messung hochohmiger Widerstände bei hoher Gleichspannung

Von Harald Helke, Berlin*)

DK 621.317.331.028.3

Die genaue Messung von hochohmigen Widerständen mit Galvanometer, Meßbrücken oder Spannungswandler-Meßeinrichtungen bereitet wegen der größeren Meßfehler Schwierigkeiten. Über ein neues Verfahren, bei dem Widerstände bis 450 M Ω genau gemessen werden können, soll nachstehend berichtet werden.

Aufgabe

Das Teilungsverhältnis eines hochohmigen Widerstandsteilers für Kabelprüfungen sollte mit hoher Gleichspannung gemessen werden. Wenn möglich, sollten auch die Werte der Widerstände bestimmt werden, damit man durch wahlweises Parallelschalten von mehreren Widerständen zum Abgriff des Meßteilers verschiedene Teilungsverhältnisse herstellen kann. Der Gesamtwiderstand des Meßteilers war mit etwa 450 M Ω , der des Abgriffes mit etwa 0,3 M Ω angegeben.

Widerstände können mit dem Gleichstromkompensator nur bei kleinen Spannungen gemessen werden. Um den Widerstandswert bei den Betriebsverhältnissen oder zumindest bei verhältnismäßig hoher Gleichspannung ermitteln zu können, mußte daher ein anderes Verfahren entwickelt werden.

Messung des Teilungsverhältnisses

Eine Vergleichsmessung des Meßteilers mit Wechselspannung gegen einen Spannungswandler mit etwa der gleichen Übersetzung wie das Teilungsverhältnis des Widerstandsteilers in der Wandler-Prüfeinrichtung nach *Schering* war wegen der großen Phasenverschiebung zwischen den beiden Vergleichsspannungen ohne besondere Hilfsmittel nicht möglich. Auch die von *Petersen* [1] aus der Meßbrücke nach *Schering* entwickelte Brücke zur Messung hoher Widerstände bei hoher Wechselspannung konnte wegen der angegebenen verhältnismäßig großen Meßungenauigkeit von 1 % des Nennwertes nicht verwendet werden.

Hochspannungsteiler

Für die Messung stand ein im Institut Berlin der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt gebauter praktisch fehlerfreier ohmscher Hochspannungsteiler für Spannungswandlungsmessungen mit einem Gesamtwiderstand von 1 M Ω zur Verfügung. Dessen Erwärmung ist infolge des reichlich bemessenen Drahtquerschnittes und durch Luftkühlung mit einem kräftigen Ventilator beim Messen mit kurzzeitiger Einschaltdauer bis zu Spannungen von 75 kV so gering, daß die Meßgenauigkeit nicht beeinträchtigt wird [2]. Das Teil-

ungsverhältnis dieses Hochspannungsteilers in Verbindung mit einem Schleifdraht-Meßzweig für Wandlerprüfungen war durch Vergleichsmessung mit einem nach dem Verdopplungsverfahren gemessenen Präzisions-Spannungswandler [3] bei 50 Hz mit einem Fehler von 0,002 % des Sollwertes bestimmt worden.

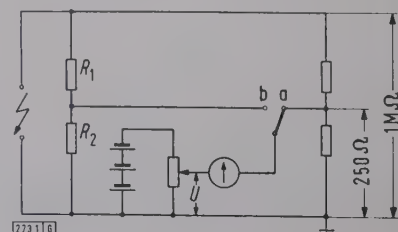
Ein grundsätzlicher Vorteil des Widerstandsmeßteilers besteht darin, daß er auch bei Prüfungen mit verschiedenen Frequenzen und außerdem für die Messung hoher Gleichspannungen verwendet werden kann. Seine Verwendbarkeit als Vergleichsnorm für Gleichspannungsmessungen wurde mit einem kapazitiven Teiler — Hochspannungs-Preßgaskondensator und Niederspannungskondensator — in einer Brückenordnung untersucht. Die Abstimmung der Brücke geschah bei verschiedenen Frequenzen zwischen 50 und 14 Hz. Das Teilungsverhältnis des kapazitiven Teilers ist konstant. Da im genannten Frequenzbereich das Teilungsverhältnis des ohmschen Hochspannungsteilers unverändert blieb, ist es demnach auch bei Gleichspannungsmessungen mit einer Meßunsicherheit von höchstens 0,005 % des Nennverhältnisses als richtig anzusehen.

Bekannte Meßverfahren

Messung des Teilungsverhältnisses durch Spannungsvergleich

Zum Messen des Teilungsverhältnisses wurden Prüfling und Hochspannungsteiler an die gleiche Spannung angelegt. Durch Einführen einer Hilfsbatterie mit angeschlossenem Hilfsspannungsteiler wurde dann durch Spannungsvergleich der beiden Teilspannungen U_a und U_b das Teilungsverhältnis des zu prüfenden Meßteilers gemäß Bild 1 bestimmt. Aus dem vorher ermittelten Teilungsverhältnis des Hochspannungsteilers 1 M Ω zu 250 Ω und der gemessenen Span-

Bild 1. Messung des Teilungsverhältnisses $(R_1 + R_2)/R_2$ durch Spannungsvergleich.



*) Regierungsrat Dr. phil. H. Helke ist Leiter des Laboratoriums für Elektrische Meßgeräte und Maschinen in der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt, Institut Berlin.

nung U_a wurde die am Hochspannungsteiler und somit auch am Prüfteiler liegende Spannung errechnet. Aus dem Spannungsverhältnis U_a/U_b ergab sich das Teilungsverhältnis des Prüfteilers zu $4000(1+\delta) \cdot U_a/U_b$, wobei mit δ der Fehler des bekannten Verhältnisses des Hochspannungsteilers bezeichnet ist. Ein wesentlicher Nachteil dieses Verfahrens besteht darin, daß Schwankungen der angelegten Prüfspannung voll in die Meßgenauigkeit eingehen.

Messung der Widerstandswerte

Zum Bestimmen der Werte der einzelnen Widerstände des Meßteilers kann man sich galvanometrischer oder elektrometrischer Verfahren zur Messung sehr hoher Widerstände oder handelsüblicher Widerstandsmesser bedienen

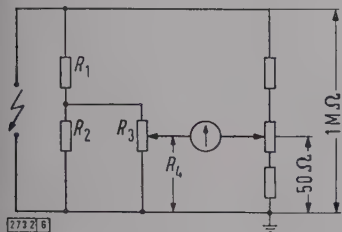


Bild 2. Messung des Teilungsverhältnisses der Widerstände R_1 und R_2 durch Verändern des Hilfstellers R_3/R_4 .

[4 bis 8]. Die im Laboratorium üblichen Widerstandsmesser und Schleifdrahtbrücken arbeiten jedoch mit niedriger Spannung. Eine hohe Meßgenauigkeit kann aber, gleichgültig mit welchem Meßverfahren gearbeitet wird, nur mit verhältnismäßig hoher Speisespannung der Widerstandsmeßgeräte erreicht werden. Lediglich der von Schulz-Dubois [9] angegebene Präzisions-Widerstandsmesser gestattet Widerstandsmessungen mit einer Meßunsicherheit von etwa 0,1 % des Meßbereiches. Ein Verfahren zur Messung hochohmiger Widerstände in einer Wheatstoneschen Brückenschaltung, wobei in dem einen Brückenweig abschaltbare Normalwiderstände eingebaut sind, haben Rymer und Wright [10] veröffentlicht. Die Verfasser geben bei dieser Brücke eine Meßunsicherheit von 0,01 % des Meßbereiches an.

Tafel 1. Bestimmung des Teilungsverhältnisses am Hilfsteller R_3/R_4 bei Änderung des Gesamtwiderstandes R_3 .

Gesamtwiderstand des Hilfstellers R_3 MΩ	Abgriffswiderstand am Hilfsteller R_4 Ω
0,3	43 890
0,1	29 274

Dieses Verfahren ist aber für die vorliegende Meßaufgabe nicht anwendbar, da der untere Teil des fest eingebauten Prüflings starr geerdet und ein Eingriff nicht möglich war. Da hier ein Hochspannungsteiler mit bekanntem Teilungsverhältnis zur Verfügung stand, wurde die Aufgabe auf anderem Wege gelöst und ein Meßverfahren entwickelt, mit dem dieselbe hohe Meßgenauigkeit erreicht wird.

Messung in einer Wheatstoneschen Brückenschaltung mit veränderlichem Hilfsteller

Die zur Bestimmung der Teilerwiderstände verwendete Meßanordnung ist in Bild 2 dargestellt. Auf der einen Seite einer Wheatstoneschen Brückenschaltung befand sich der Hochspannungsteiler in Verbindung mit einem Schleifdraht-Meßzweig mit dem Teilungsverhältnis $t = 1 \text{ M}\Omega$ zu $50 \text{ }\Omega$ und auf der anderen Seite der zu prüfende Meßteiler mit dem Gesamtwiderstand $(R_1 + R_2)$. Um das Teilungsverhältnis des Meßteilers $(R_1 + R_2)/R_2$ dem bekannten Teilungsverhältnis des Hochspannungsteilers anzupassen, wurde zum Widerstand R_2 ein Hilfsteller, bestehend aus dem Widerstand R_3 , parallel gelegt.

Bei abgeglichenen Brücke ist

$$\frac{R_1 + [R_2 R_3 / (R_2 + R_3)]}{R_2 R_3 / (R_2 + R_3)} \cdot \frac{R_3}{R_4} = t. \tag{1}$$

Ändert man den Hilfsteller in R_3'/R_4' , dann ist

$$\frac{R_1 + [R_2 R_3' / (R_2 + R_3')]}{R_2 R_3' / (R_2 + R_3')} \cdot \frac{R_3'}{R_4'} = t. \tag{2}$$

Daraus folgt:

$$R_1 = t \cdot \frac{R_3 R_4' - R_3' R_4}{R_3 - R_3'} \tag{3}$$

und

$$R_2 = \frac{R_1 R_3}{t R_4 - (R_1 + R_3)}. \tag{4}$$

Man kann demnach mit zwei Messungen die einzelnen Widerstandswerte und damit das Teilungsverhältnis des Meßteilers in einfacher Weise bestimmen. Das Verfahren hat gegenüber dem im vorigen Abschnitt beschriebenen den Vorteil, daß es als Nullmethode von Spannungsschwankungen unabhängig ist.

Meßanordnung

Der Gesamtwiderstand des Hilfstellers R_3 betrug bei der ersten Messung $0,3 \text{ M}\Omega$; er bestand aus zwei Präzisions-Kurbelwiderstandskästen mit sechs Dekaden und zwei Präzisions-Stöpselwiderständen zu je $100 \text{ k}\Omega$ sowie einem niederohmigen Spannungsteiler von $100 \text{ }\Omega$ in Kaskadenschaltung. Für die zweite Messung wurde der Hilfsteller von $R_3 = 0,3 \text{ M}\Omega$ auf $R_3' = 0,1 \text{ M}\Omega$ geändert.

Die Messungen wurden bei einer angelegten Gleichspannung bis zu etwa 30 kV durchgeführt. Der Brückenabgleich blieb dabei unverändert, so daß der Prüfteiler bei Spannungen bis zu 30 kV konstant war. Die Abstimmung der Meßanordnung konnte durch feinstufiges Ändern des in die Widerstandskombination R_3 eingebauten Spannungsteilers von $100 \text{ }\Omega$ bei festem Teilungsverhältnis des Hoch-

Tafel 2. Bestimmung der Teilwiderstände R_1 und R_2 eines hochohmigen Meßteilers durch Verändern des zu R_2 parallelgeschalteten Hilfstellers R_3/R_4 nach Bild 2 mit Prüfspannung bis 30 kV und einem Teilungsverhältnis $(R_1 + R_2)/R_2 = 1461,6 : 1$.

Gesamtwiderstand des Hilfstellers		Abgriff am Hilfsteller		aus Gl. (3) errechnet	aus Gl. (4) errechnet
1. Messung	2. Messung	1. Messung	2. Messung		
R_3 MΩ	R_3' MΩ	R_4 Ω	R_4' Ω	R_1 MΩ	R_2 MΩ
0,3	0,1	43 890	29 274	439,32	0,300 78

spannungsteilers (Schleifer in der Mitte des Schleifdrahtes am Meßzweig) vorgenommen werden. Als Nullinstrument diente ein Multiflex-Galvanometer mit einer Empfindlichkeit von $3,7 \times 10^{-9} \text{ A/Skt.}$ Zur Ausschaltung etwaiger Thermospannungen wurde jede Messung durch Vertauschen der Zuleitungen am Galvanometer wiederholt. Die Mittelwerte der Meßergebnisse sind in Tafel 1 zusammengestellt. Die bei Änderung des Hilfstellers aus Gl. (3) und (4) errechneten Teilerwiderstände R_1 und R_2 zeigt Tafel 2. Kontrollmessungen bei verschiedenen Größen des Hilfstellers R_3 ergaben für die Widerstände R_1 und R_2 die gleichen wie in Tafel 2 angegebenen Werte.

Für die Prüfung eines hochohmigen Widerstandes R_1 (z. B. $500 \text{ M}\Omega$) schaltet man zu diesem einen bekannten Widerstand R_2 (z. B. $0,1 \text{ M}\Omega$) in Reihe. Zum Widerstand R_2 legt man einen Hilfsteller R_3/R_4 mit dem gleichen Gesamtwiderstand wie R_2 parallel. Durch Vergleich mit dem Teilungsverhältnis t des Hochspannungsteilers ergibt sich aus Gl. (1) der Widerstandswert für R_1 zu

$$R_1 = \frac{t}{2} R_4 - \frac{R_3}{2}. \tag{5}$$

Fehlerabschätzung der Meßergebnisse

Für die Meßunsicherheit eines nach Gl. (5) errechneten Widerstandes R_1 ist nur die Unsicherheit des Produktes $(t/2)R_4$ maßgebend, da $(t/2)R_4/(R_3/2) \gg 1$ ist. Wenn die Fehler des Widerstandsverhältnisses für die Hochspannung und des Widerstandes R_4 auf $\pm 0,005\%$ des Nennwertes bekannt sind, dann ist der Wert des hochohmigen Widerstandes R_1 auf $\pm 0,01\%$ des Nennwertes gesichert.

Werden aber die Widerstände eines für Kabelprüfungen starr geordneten Meßteilers mit vorgegebenem festem Teilungsverhältnis wie in der beschriebenen Meßaufgabe durch zweimaligen Vergleich gegen ein bekanntes Normal mit verschiedenem Hilfsteiler ermittelt, dann kann der nach Gl. (3) errechnete hochohmige Widerstand R_1 nur mit größerer Meßunsicherheit bestimmt werden.

Wenn die Widerstände des Hilfsteilers einzeln eine Meßunsicherheit von $\pm 0,005\% = \pm 5 \cdot 10^{-5}$ vom Sollwert haben, ergeben sich für die Produkte $a = R_3 R'_4$ und $b = R'_3 R_4$ im ungünstigsten Fall Unsicherheiten von $\pm 0,01\% = \pm 10^{-4}$ des Sollwertes. Der prozentuale Fehler [11, 12] der Differenz $(a - b)$ des Zählers der Gl. (3) ergibt sich zu

$$z = \pm 10^{-4} \cdot \frac{(a/b) + 1}{(a/b) - 1}.$$

Bei Änderung des Hilfsteilers von $R_3 = 0,3 \text{ M}\Omega$ auf $R'_3 = 0,1 \text{ M}\Omega$ ist mit dem in Tafel 2 angegebenen Meßwerten $z = \pm 0,03\%$. Der prozentuale Fehler des Nenners errechnet sich mit den verwendeten Zahlenwerten zu

$$n = \pm 5 \cdot 10^{-5} \left(\frac{0,3/0,1 + 1}{0,3/0,1 - 1} \right) = \pm 0,01\%.$$

Beim Quotient ist demnach mit einer Unsicherheit von $\pm 0,04\%$ zu rechnen. Durch Multiplikation mit dem Teilungsverhältnis t , das mit einer Unsicherheit von höchstens $\pm 0,005\%$ des Nennverhältnisses bekannt ist, ergibt sich für den Hochohmwiderstand R_1 schließlich eine Gesamtunsicherheit von höchstens $\pm 0,045\%$ des Sollwertes.

Bei dem nach Gl. (4) errechneten Widerstand R_2 hat der Zähler eine Unsicherheit von $\pm 0,05\% = \pm 5 \cdot 10^{-4}$. Im Nenner ergeben sich für das Produkt $a = t R_4$ ein prozentualer Fehler $u_1 = \pm 0,01\%$ und für die Summe $b = (R_1 + R_3)$ ein prozentualer Fehler $u_2 = \pm 0,045\%$, da $R_1/R_3 \gg 1$ ist. Der prozentuale Fehler der Differenz $(a - b)$ ist

$$u = u_1 \frac{(a/b) + (u_2/u_1)}{(a/b) - 1} = \pm 0,065\%.$$

Beitrag zur Berechnung der Erwärmung von Prüftransformatoren

DK 621.314.228.017.71

In der Arbeit wird eine Erwärmungsberechnung für einen Hochspannungs-Prüftransformator mit Ölkühlung durchgeführt, dessen Hochspannungswicklung als Lagenwicklung mit Ölpapierzwischenlagen und äußerer Ölpapierumhüllung („volleingepackte“ Wicklung) ausgebildet ist¹⁾. Dabei wird der Erwärmungsvorgang eindimensional behandelt, und es wird vorausgesetzt, daß die Wärmeentwicklung, zu der hier nicht nur die Stromwärmeverluste, sondern auch die dielektrischen Verluste beitragen, innerhalb der Wicklung gleichmäßig vor sich geht.

Der Rechnung wird eine elektrische Ersatzschaltung zugrunde gelegt, und zwar eine Leitung mit Widerstands- und Kapazitätsbelag (Thomson-Kabel), die derselben Differentialgleichung gehorcht wie das Wärmeproblem. Die gleichmäßige Wärmeentwicklung wird dabei durch eine gleichmäßig entlang der Leitung stattfindende elektrische Ein-

Die Gesamtunsicherheit für den Widerstand R_2 beträgt demnach $\pm 0,115\%$ vom Sollwert.

Bei entsprechend größerer Änderung des Hilfsteilers, z. B. zwischen $1 \text{ M}\Omega$ und $50 \text{ k}\Omega$, mit den errechneten Abgriffwiderständen $R_4 = 95\,046 \Omega$ bzw. $R'_4 = 25\,620 \Omega$ ergibt sich bei gleicher Fehlerbetrachtung der größtmögliche Fehler für den Widerstand R_1 zu $\pm 0,025\%$ und für R_2 zu $\pm 0,075\%$ des Nennwertes.

Zusammenfassung

Ein einfaches Verfahren wird beschrieben, mit dem man die Widerstandswerte hochohmiger Widerstandsteiler bei hoher Gleichspannung mit großer Genauigkeit messen kann. Für die Prüfung einzelner hochohmiger Widerstände bei hohen Belastungen werden zwei Prüfwiderstände oder ein Prüfling mit einem bekannten Widerstand in Form eines Widerstandsteilers hintereinandergeschaltet. Legt man zu dem einen Widerstand einen Hilfsteiler parallel, dann ergeben sich die Werte der Prüfwiderstände durch zweimaligen Abgleich in einer Wheatstoneschen Brücke mit verschiedenem Hilfsteiler gegen einen hochohmigen und hochbelastbaren Hochspannungsteiler. Der hochohmige Widerstand kann bei einer Prüfgleichspannung bis zu 75 kV mit einer Meßunsicherheit von $0,01\%$ des Nennwertes bestimmt werden, wenn der kleinere Teilerwiderstand direkt gegen Normalwiderstände gemessen werden kann, und der Hilfsteiler den gleichen Gesamtwiderstand hat.

Schrifttum

- [1] Petersen, H.: Die Messung sehr hoher Widerstände bei hoher Wechselspannung. ETZ Bd. 71 (1950) S. 577–580.
- [2] Helke, H.: Ein Hochspannungsteiler großer Konstanz für Wandlerprüfungen. ETZ-A Bd. 77 (1956) S. 270–275.
- [3] Zinn, E., u. Forger, K.: Ein Meßverfahren zum absoluten Bestimmen der Fehler von Spannungswandlern. ETZ-A Bd. 75 (1954) S. 805–809.
- [4] Schick, W.: Röhren-Megohmmeter. Arch. techn. Messen V 3513–4 (Lieferung T 113, September 1937).
- [5] Plier, M.: Megohmmeter. Arch. techn. Messen V 35 193–3 (Lieferung T 148, November 1937).
- [6] Hetzel, W.: Messung des Oberflächenwiderstandes elektrischer Isolierstoffe. Arch. techn. Messen V 3517–1 (Lieferung T 130, Oktober 1941).
- [7] Meister, R.: Der Einfluß der Luftfeuchtigkeit auf die Eigenschaften von Isolierstangen. Dissertation TH Hannover 1946.
- [8] Winterling, K. H.: Die Messung von Widerständen über 10^{12} Ohm . Arch. techn. Messen V 3517–2 und 3517–3 (Lieferung 199 und 201, August und Oktober 1952).
- [9] Schulz-Dubois, E.: Ein Präzisions-Widerstandsmesser mit linearer Anzeige. ETZ-A Bd. 75 (1954) S. 783–786.
- [10] Rymer, T. B., u. Wright, K. H. R.: Potentiometer circuit for measurement of high potential. J. sci. Instrum. Bd. 29 (1952) S. 139–141.
- [11] Prinz, H.: Toleranz von Rechengrößen. Arch. techn. Messen J 021–3 (Lieferung T 82, Juni 1938).
- [12] Prinz, H.: Toleranz von Rechengrößen, Erweiterung auf Plus-Minus-Toleranzen. Arch. techn. Messen J 021–4 (Lieferung T 148, November 1938).

¹⁾ Nach Senft, H.: Arch. Elektrotechn. Bd. 44 (1959) S. 363–372; 6 B., 1 Taf., 5 Qu.

strömung berücksichtigt und wirkt sich im Auftreten eines Zusatzgliedes in den bekannten Vierpolgleichungen des Thomson-Kabels aus. Die Ersatzschaltung bietet eine einfache Möglichkeit, um der Wirkung der Umhüllung (in der nur dielektrische Verluste auftreten) Rechnung zu tragen, indem zwei Leitungen mit verschieden großen Widerstands- und Kapazitätsbelägen und verschieden großen Einströmungen aneinandergereiht werden, wobei eine Kapazität an der Übergangsstelle die wärmespeichernde Wirkung einer an der Außenseite angeordneten Übertragungswicklung berücksichtigt.

Ein zum Schluß angegebener Vergleich zwischen der für einen bestimmten Transformator berechneten und der gemessenen Temperatur der Wicklungsaußenseite läßt eine für praktische Zwecke ausreichende Übereinstimmung der Rechnungsergebnisse auch für das Innere der Wicklung erwarten, so daß das angegebene Verfahren trotz der Vereinfachungen zur Berechnung von „Belastungskennlinien“ für Prüftransformatoren angewendet werden kann. *Wchi*

Zusammenhänge zwischen Leistung, Schalzhäufigkeit, Schwungmassen und Erwärmung bei polumschaltbaren Drehstrom-Aufzugmotoren

Von Walter Dörr, Ruhstorf/Rott. *)

DK 621.313.333.076.31 : 621.876

Vergleicht man die an statisch belasteten Motoren ermittelten Ergebnisse mit den an statisch nicht belasteten Motoren gemessenen, so ergibt sich daraus die Möglichkeit, die bei Aufzugmotoren auftretenden Belastungen im Prüffeld durch Ersatzschwungmassen nachzubilden.

Grundsätzliches

Aufzugmotoren sind Schalzhäufigkeitsmotoren, die je nach Art der Aufzuganlagen für Schaltzahlen von 45 bis 240 je Stunde und Einschaltdauern von 20 bis 60 % ausgelegt werden. Durch die kinetischen Erfordernisse der Aufzuganlagen bedingt, ist die Hochlaufzeit der Motoren verhältnismäßig lang, so daß diese in der Hauptsache durch die zu beschleunigenden Schwungmassen erwärmt werden. Es hat sich als günstig erwiesen, die Motoren ab einer bestimmten Schalzhäufigkeit mit Fremdbelüftung zu bauen. Die Typengrößen können dadurch wesentlich kleiner gehalten werden. Ab welcher Schalzhäufigkeit Motoren mit Fremdbelüftung wirtschaftlicher als solche ohne Fremdbelüftung sind, ist in hohem Maße von der Motorengröße abhängig. Ein großer Motor wird z. B. schon bei 120 Schaltungen je Stunde mit Fremdbelüftung ausgeführt, während kleine Motoren noch bei 180 Schaltungen je Stunde ohne Fremdbelüftung wirtschaftlicher also solche mit Fremdbelüftung sind.

Da bekanntlich jede Aufzuganlage unabhängig von ihrer Größe für übliche Beschleunigungen ausgelegt werden muß, muß jeder Aufzugmotor einer Typenreihe je Leistungseinheit mit derselben Schwungmasse belastet werden können. Das heißt, daß Motoren einer Typenreihe, die gleiche normierte Strom- und Drehmomentkennlinien haben, bei konstanter Einschaltdauer und Schalzhäufigkeit je Leistungseinheit dieselben Verluste erzeugen und demgemäß auch abführen müssen. Im Gegensatz zu normalen Asynchronmotoren sind bei Schalzhäufigkeitsmotoren, insbesondere aber bei den nieder gesättigten Aufzugmotoren die Kupferverluste so beträchtlich, daß alle übrigen Verluste hiergegen vernachlässigt werden können. Beim generatorischen Abbremsen mit den hochpoligen Motorenwicklungen treten in den Läufern zwar Ströme hoher Frequenzen auf, was zur Vermutung berechtigt, daß die Eisenverluste hierbei sehr groß sind. Eine Nachrechnung zeigt jedoch sofort, daß die Induktionen mit wachsender Läuferfrequenz so klein werden, daß die Eisenverluste auch in diesem Fall nicht merklich ansteigen.

Das Arbeitsspiel eines polumschaltbaren Aufzugmotors setzt sich üblicherweise zusammen aus Hochlauf, Lauf mit hoher Drehzahl, generatorischem Abbremsen mit der hochpoligen Wicklung auf kleine Drehzahl, Lauf mit kleiner Drehzahl und Pause. Den Betrachtungen sei ein solches Arbeitsspiel zugrunde gelegt.

Läufer-Kupferverluste

Allgemein ergibt sich die Läuferverlustarbeit eines Motors zu:

$$W_{v2} = \int_{t_1}^{t_2} P_{el} dt = \int_{t_1}^{t_2} s P_D dt = 2\pi n_s \int_{t_1}^{t_2} s M dt. \quad (1)$$

Hierin bedeuten $P_{el} = s P_D$ die elektrischen Verluste im Läufer, $P_D = 2\pi n_s M$ die Drehfeldleistung oder innere Leistung des Motors, $s = (n_s - n)/n_s$ der Schlupf des Motors, n_s die synchrone Drehzahl und M das Drehmoment.

Besonders für den stationären Betrieb ($s = \text{const.}$, $M = \text{const.}$) ergibt Gl. (1):

$$W_{v2} = 2\pi n_s M s (t_2 - t_1). \quad (2)$$

Verzögert oder beschleunigt sich der Motor, so gilt:

$$M - M' = G D^2 / 4g \cdot (2\pi dn/dt). \quad (3)$$

Mit

$$\frac{dn}{dt} = -n_s \cdot \frac{ds}{dt}$$

ergibt sich

$$M - M' = -\frac{G D^2}{4g} \cdot 2\pi n_s \cdot \frac{ds}{dt}. \quad (3a)$$

Hierin bedeuten M' das widerstehende Moment, $G D^2$ das Schwungmoment und g die Fallbeschleunigung.

Erweitert man Gl. (1) mit $M - M'$ und berücksichtigt Gl. (3 a), so kann Gl. (1) auch folgendermaßen geschrieben werden:

$$W_{v2} = -\frac{G D^2}{g/\pi^2} \cdot n_s^2 \int_{s_1}^{s_2} \frac{M}{M - M'} \cdot s ds. \quad (4)$$

Mit der Substitution $s^2 = x$, d. h. $ds = dx/2s$, kann die unbestimmte Form von Gl. (4) auch so geschrieben werden:

$$W_{v2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{G D^2}{g/\pi^2} \cdot n_s^2 \int \frac{M}{M - M'} \cdot dx. \quad (5)$$

Diese Gleichung läßt sich graphisch einfach integrieren (Bild 1). Die Integralkurve als Funktion von s ergibt bis

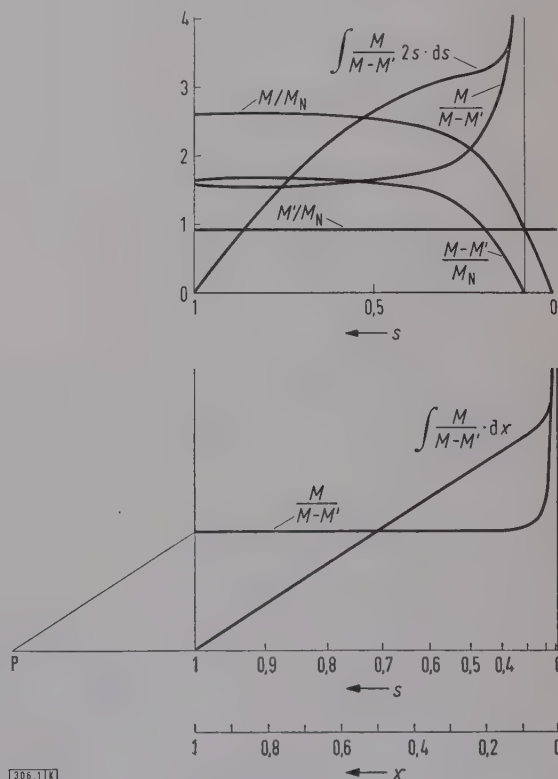


Bild 1. Graphische Ermittlung der Verlustarbeit im Läufer für einen Hochlaufvorgang.

*) Dr.-Ing. W. Dörr ist Mitarbeiter der Loher & Söhne GmbH, Elektromotorenwerke, in Ruhstorf. Die Arbeit ist ein gekürzter Auszug aus der Dissertation des Verfassers über das Thema „Der Antrieb des modernen Treibscheibenaufzuges“.

auf den Proportionalitätsfaktor die Läuferverlustarbeit entsprechend Gl. (4).

Falls in Gl. (4) $M/(M-M')$ konstant ist, ergibt sich:

$$W_{v2} = - \frac{GD^2 \cdot n_s^2}{2g\pi^2} \cdot \frac{M}{M-M'} \cdot (s_2^2 - s_1^2).$$

(5a)

Für den Sonderfall des Laufes ohne statische Belastung ($M' = 0$), was z.B. bei Zentrifugen angenähert der Fall ist, ergibt sich:

$$W_{v2L} = - \frac{GD^2 \cdot n_s^2}{2g\pi^2} \cdot (s_2^2 - s_1^2).$$

(5b)

Für den statisch unbelasteten Hochlauf eines Motors ($s_1 = 1$, $s_2 = 0$) wird somit:

$$W_{v2H} = \frac{GD^2 \cdot n_s^2}{2g\pi^2}.$$

(5c)

Dies ist auch gleich dem Energieinhalt eines mit $n = n_s$ rotierenden Systems.

Wird ein statisch nicht belasteter Motor mit Gegenstrom abgebremst, so erstreckt sich der Bremsvorgang von $s_1 = 2$ im Augenblick des Phasentausches bis $s_2 = 1$ (Bild 2). Es ergibt sich damit für die Läuferverlustarbeit:

$$W_{v2G} = \frac{GD^2 \cdot n_s^2}{2g\pi^2} \cdot 3 = 3 \cdot W_{v2H}.$$

(5d)

Ist ein Motor polumschaltbar und wird er mit dem Generatormoment der hochpoligen Wicklung abgebremst, so sind die Läuferverluste wesentlich kleiner. Allerdings kann hierbei nur bis in die Nähe der Synchrondrehzahl der hochpoligen Wicklung abgebremst werden. Der „hochpolige“ Schlupf bei der synchronen Drehzahl der niederpoligen Wicklung beträgt (Bild 3):

$$s_{sh} = - \left(\frac{p_n}{p_h} - 1 \right).$$

(6)

Hierin ist p_n die Polpaarzahl der Wicklung bei niederer Drehzahl und p_h die Polpaarzahl der Wicklung bei hoher Drehzahl.

Beim Abbremsvorgang ohne statische Belastung, der sich von $s_1 = s_{sh}$ bis $s_2 = 0$ erstreckt, entsteht somit folgende Läuferverlustarbeit:

$$W_{v2P} = \frac{GD^2 \cdot n_{sn}^2}{2g\pi^2} \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1 \right)^2.$$

(7)

Es ist dabei n_{sn} die synchrone Drehzahl der hochpoligen Wicklung.

Da $n_{sn} = n_{sh} \cdot p_h/p_n$ mit n_{sh} als Drehzahl der niederpoligen Wicklung ist, ergibt sich aus Gl. (7) auch:

$$W_{v2P} = \frac{GD^2 \cdot n_{sh}^2}{2g\pi^2} \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right)^2.$$

(8)

Wird dagegen von der synchronen Drehzahl der niederpoligen Wicklung auf die synchrone Drehzahl der hochpoligen Wicklung mit Gegenstrom abgebremst, so ist:

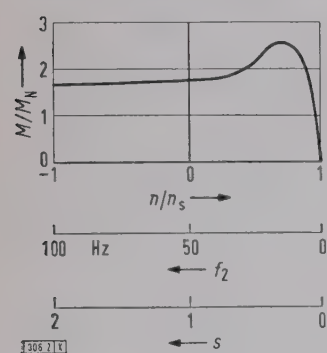


Bild 2. Abhängigkeit von M/M_N von n/n_s , Frequenz f_2 und Schlupf s bei einem Asynchronmotor mit nur einer Nenndrehzahl n .

$$s_1 = 2 \text{ und } s_2 = \frac{p_h}{p_n} + 1,$$

(9)

so daß also:

$$W_{v2G} = - \frac{GD^2 \cdot n_{sh}^2}{2g\pi^2} \cdot \left[\left(\frac{p_h}{p_n} + 1 \right)^2 - 4 \right]$$

(10)

ist. Das Verhältnis der Verlustarbeit bei Gegenstrombremsung zu derjenigen bei einer generatorischen Bremsung ist somit:

$$\frac{W_{v2G}}{W_{v2P}} = \frac{4 - \left(\frac{p_h}{p_n} + 1 \right)^2}{\left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right)^2}.$$

(11)

Ist z. B. $p_n/p_h = 5$, so ergibt sich für $W_{v2G}/W_{v2P} = 4$. Bei Aufzugmotoren ist $M/(M-M')$ von Fahrt zu Fahrt unterschiedlich. Die Erfahrung zeigt jedoch, daß auch bei höchstmöglichen Beanspruchungen im Fahrbetrieb das mittlere Lastmoment für die Motoren nicht über 75 % des Motornennmomentes liegt. Der Normentwurf DIN 42 680 und die Physikalisch-Technische Bundesanstalt tragen dieser Tatsache Rechnung und schreiben bei der Erwär-

mungsprüfung von Aufzugmotoren eine statische Belastung von 75 % des Motornennmomentes vor. Dieser Wert wird im folgenden als gegeben vorausgesetzt.

Aus kinetischen Gründen soll die Drehmoment-Drehzahlkennlinie eines Aufzugmotors einen möglichst rechteckigen Verlauf, entsprechend Bild 4, haben. Legt man den Betrachtungen eine solche Kennlinie zugrunde, so kann man für das Verhältnis $M/(M-M')$ sowohl für die Anfahrvorgänge als auch für die Bremsvorgänge konstante Mittelwerte angeben.

Bei Aufzugmotoren üblicher Bauart ist das mittlere Hochlaufmoment etwa $2,1 \cdot M_N$, das mittlere Bremsmoment etwa $-2,2 \cdot M_N$, wenn man mit M_N das Nenndrehmoment bezeichnet. Setzt man $M' = M'_{mt} = 0,75 \cdot M_N$, so ergibt sich für einen statisch belasteten Hochlaufvorgang:

$$\frac{M}{M-M'} = a = 1,55$$

(12)

und für einen statisch belasteten Bremsvorgang:

$$\frac{M}{M-M'} = b = 0,75.$$

(12a)

Wenn man annimmt, daß der Motor beim Anlauf bis zur synchronen Drehzahl der niederpoligen Wicklung hochläuft und beim Abbremsen bis zur synchronen Drehzahl der hochpoligen Wicklung abgebremst, was ohne weiteres zulässig ist, da s^2 bei $0,75 \cdot M_N$ bestimmt kleiner als 0,01 ist, so ergibt sich mit Gl. (5a) und (12):

$$W_{v2H}^* = \frac{GD^2 \cdot n_{sh}^2}{2g\pi^2} \cdot a$$

(13)

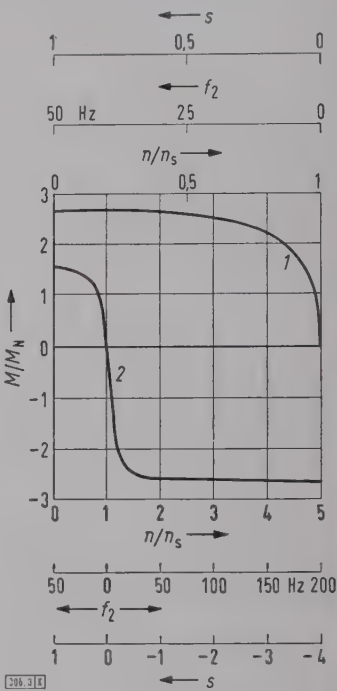


Bild 3. Abhängigkeit von M/M_N von n/n_s , f_2 und s bei einem polumschaltbaren Asynchronmotor bei hoher Drehzahl (Kurve 1, Werte A) und niederer Drehzahl (Kurve 2, Werte B).

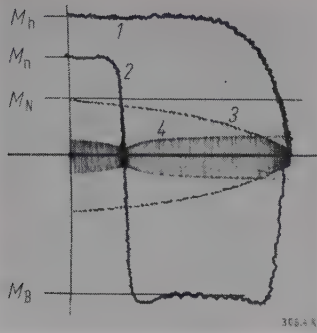


Bild 4. Oszillogramm der Kennlinien des Drehmomentes und des Stromes, abhängig von der Drehzahl eines polumschaltbaren Drehstrom-Aufzugmotors.

- 1 $M = f(n)$ der Motorwicklung hoher Drehzahl
 - 2 $M = f(n)$ der Motorwicklung niedriger Drehzahl
 - 3 $I = f(n)$ der Motorwicklung hoher Drehzahl
 - 4 $I = f(n)$ der Motorwicklung niedriger Drehzahl
- M_h = Anzugsmoment bei hoher Drehzahl = 16,5 mkp
 M_n = Anzugsmoment bei niedriger Drehzahl = 11,0 mkp
 M_N = Nennmoment = 6,65 mkp
 M_B = Bremsmoment = 16,2 mkp

und mit Gl. (5 a), (6) und (12 a):

$$W_{v2P}^* = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{2 g / \pi^2} \cdot b \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n}\right)^2 \quad (14)$$

Für statisch nicht belastete Hochlauf- und Bremsvorgänge gelten Gl. (5 c) und (8).

Ständer-Kupferverluste

Analog Gl. (1) gilt für den Ständer:

$$W_{v1} = m_1 \cdot R_1 \int_{t_1}^{t_2} I_1^2 \cdot dt \quad (15)$$

Hierin bedeuten m_1 die Phasenzahl der Ständerwicklung, I_1 den Ständerstrom in einem Strang und R_1 den Widerstand in einem Strang der Ständerwicklung.

Für den stationären Betrieb ist:

$$W_{v1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2 (t_2 - t_1) \quad (16)$$

Im Nennbetrieb wird:

$$W_{v1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_{1N}^2 (t_2 - t_1) \quad (16a)$$

Beim Beschleunigen und Verzögern eines Motors ergibt sich, wenn man Gl. (3 a) berücksichtigt:

$$W_{v1} = -m_1 \cdot R_1 \cdot \int_{s_1}^{s_2} I_1^2 \cdot \frac{G D^2 \cdot 2 \pi \cdot n_s}{4 g \cdot (M - M')} \cdot ds \quad (17)$$

Wenn man beachtet, daß

$$m_1 \cdot R_1 \cdot I_{1N}^2 = V_{Cu1N} \quad (18)$$

die Kupferverluste bei Nennlast sind und

$$M_N = \frac{P_N}{2 \pi \cdot n_s \cdot (1 - s_N)} \text{ ist,} \quad (19)$$

so ergibt sich aus Gl. (17) bei Erweiterung mit I_{1N} und M_N :

$$W_{v1} = -\frac{G D^2 \cdot n_s^2}{g / \pi^2} \cdot \frac{V_{Cu1N} \cdot (1 - s_N)}{P_N} \cdot \int_{s_1}^{s_2} \left(\frac{I_1}{I_{1N}}\right)^2 \cdot \frac{M_N}{M - M'} \cdot ds \quad (20)$$

Diese Gleichung entspricht nun Gl. (4) für die Läuferverlustarbeit. Sie ist ebenfalls graphisch leicht zu integrieren, wie das in Bild 5 für einen Hochlaufvorgang durchgeführt ist.

Nimmt man das mittlere Hochlaufmoment wieder zu $2,1 \cdot M_N$, das mittlere Bremsmoment zu $-2,2 \cdot M_N$ an und setzt wieder $M_{mit} = 0,75 M_N$, so vereinfacht sich Gl. (20) schon wesentlich. Bildet man noch einen quadratischen Mittelwert von I_1/I_{1N} über dem interessierenden Drehzahlbereich, so erhält man die Ständerverlustarbeit eines Aufzugmotors für einen Hochlaufvorgang mit statischer Belastung ($s_1 = 1$, $s_2 = 0,75 s_N$) zu:

$$W_{v1H}^* = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g / \pi^2} \cdot \left(\frac{V_{Cu1N}}{P_N}\right)_h \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1N}}\right)_h^2 \cdot c \quad (21)$$

Hierin ist

$$c = -\frac{M_N}{M - M'} \cdot (1 - s_N) \cdot (0,75 s_N - 1) \quad (22)$$

Wird s_N zu 8 % angenommen, so ist $c = 0,64$. Ohne statische Belastung ($s_1 = 1$, $s_2 = 0$) ergibt sich:

$$W_{v1H} = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g / \pi^2} \cdot \left(\frac{V_{Cu1N}}{P_N}\right)_h \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1N}}\right)_h^2 \cdot d \quad (23)$$

wobei d entsprechend Gl. (22) den Wert 0,44 annimmt.

Für einen generatorischen Abbremsvorgang ergibt sich mit der Annahme, daß von der synchronen Drehzahl der

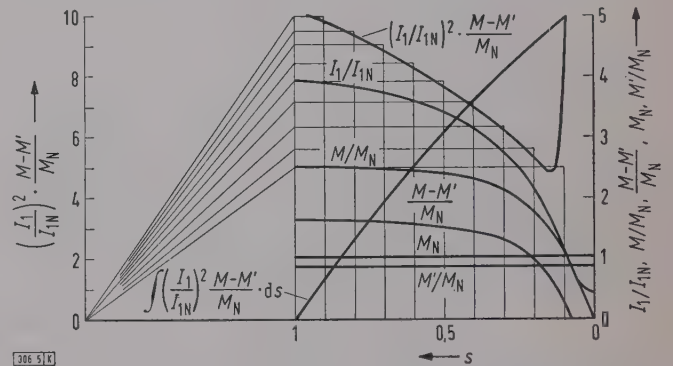


Bild 5. Graphische Ermittlung der Verlustarbeit im Ständer für einen Hochlaufvorgang.

niederpoligen bis zu synchronen Drehzahl der hochpoligen Wicklung abgebremst wird und der Nennschlupf der hochpoligen Wicklung 15 % beträgt, unter Berücksichtigung von Gl. (6) und der Beziehung $n_{sn} = n_{sh} \cdot p_h/p_n$ für den statisch belasteten Motor:

$$W_{v1B}^* = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g / \pi^2} \cdot \left(\frac{V_{Cu1N}}{P_N}\right)_n \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1N}}\right)_n^2 \cdot \left[\left(\frac{p_h}{p_n}\right)^2 \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1\right)\right] \cdot e \quad (24)$$

und für den statisch nicht belasteten Motor:

$$W_{v1B} = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g / \pi^2} \cdot \left(\frac{V_{Cu1N}}{P_N}\right)_n \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1N}}\right)_n^2 \cdot \left[\left(\frac{p_h}{p_n}\right)^2 \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1\right)\right] \cdot f \quad (25)$$

wobei

$$e = -\frac{M_N}{M - M'} \cdot (1 - s_N)_n = 0,29$$

und

$$f = 0,39 \text{ ist.}$$

Die nicht ganz korrekte Annahme der Integrationsgrenzen ist dabei zulässig, da sich die Ständerverluste beim generatorischen Bremsen mit der hochpoligen Wicklung in Abhängigkeit von der Drehzahl nur wenig ändern. Außerdem sind die entstehenden Verluste wesentlich kleiner als die Anlaufverluste bei hoher Drehzahl.

Es sei nun der Ausdruck

$$\frac{V_{Cu1N}}{P_N} \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1N/mit}} \right)^2$$

näher untersucht. Der Wirkungsgrad eines Aufzugmotors beträgt bei großer Drehzahl infolge der Sonderauslegung unabhängig von der Nennleistung des Motors 0,75 bis 0,8, wobei die Verluste sich ungefähr gleichmäßig auf Ständer und Läufer verteilen. Man begeht deshalb keinen großen Fehler, wenn man $(V_{Cu1N}/P_N) = 0,12$ annimmt. Infolge der geforderten niederen Einschaltströme (I_k/I_N etwa 3 bis 3,5 mit I_k als Kurzschlußstrom) läßt sich ferner $(I_1/I_{1N})_{hmit}^2$ für einen Hochlaufvorgang zu ungefähr 8 annehmen, so daß also in erster Näherung

$$\left(\frac{V_{Cu1N}}{P_N} \right)_h \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1N}} \right)_{hmit}^2 = k = 1 \quad (26)$$

gesetzt werden kann. Für das generatorische Abbremsen mit der hochpoligen Wicklung kann man $(I_1/I_{1N})_{mit}^2$ je nach Polzahl der Wicklung zu 2,3 bis 3,3 annehmen. Das Verhältnis $(V_{Cu1N}/P_N)_n$ ist infolge des für die hochpolige Wicklung erforderlichen hohen Magnetisierungsstromes etwa 0,35 bis 0,4, so daß man für

$$\left(\frac{V_{Cu1N}}{P_N} \right)_n \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1N}} \right)_{nmit}^2 = l \quad (27)$$

wiederum ungefähr 1 erhält.

Da in der Folge nur Vergleiche zwischen statisch belasteten und statisch nicht belasteten Motoren durchgeführt werden, haben Abweichungen der für k und l angegebenen Werte einen vernachlässigbaren Einfluß auf die Ergebnisse der Betrachtungen. Gl. (21), (23), (24) und (25) können mithin weiter gekürzt werden, so daß sich für einen Lastanlauf

$$W_{v1H}^* = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot c \cdot k \quad (28)$$

ergibt. Für den Leeranlauf erhält man entsprechend:

$$W_{v1H} = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot d \cdot k, \quad (29)$$

und für den statisch belasteten oder nicht belasteten Bremsvorgang ergibt sich:

$$W_{v1B}^* = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot \left[\left(\frac{p_h}{p_n} \right)^2 \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1 \right) \right] \cdot e \cdot l, \quad (30)$$

$$\text{bzw. } W_{v1B} = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot \left[\left(\frac{p_h}{p_n} \right)^2 \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1 \right) \right] \cdot f \cdot m. \quad (31)$$

Hochlauf- und Abbremszeiten

Verändert ein Motor seine Drehzahl, so ergibt sich die Zeitdauer bis zum Erreichen eines neuen Beharrungszustandes nach Gl. (3) aus:

$$t = 2\pi \cdot \frac{G D^2}{4g} \cdot \int_{n_1}^{n_2} \frac{dn}{M - M'}. \quad (32)$$

Multipliziert man Zähler und Nenner der rechten Seite der Gleichung mit M_N , so ergibt sich mit Gl. (19):

$$t = \frac{G D^2}{g/\pi^2} \cdot \frac{n_N}{P_N} \cdot \int_{n_1}^{n_2} \frac{M_N}{M - M'} \cdot dn. \quad (32a)$$

Mit $s = (n_s - n)/n_s$ und $dn/dt = -n_s (ds/dt)$ erhält man:

$$t = - \frac{G D^2 \cdot n_s (1 - s_N)}{g/\pi^2 \cdot P_N} \cdot \int_{s_1}^{s_2} \frac{M_N}{M - M'} \cdot n_s \cdot ds. \quad (32b)$$

Setzt man für den Hochlaufvorgang eines Aufzuges wieder $M_N/(M - M') = 1 \text{ mkp}/(2,1 \text{ mkp} - 0,75 \text{ mkp})$ für den statisch belasteten Motor und $1 \text{ mkp}/2,1 \text{ mkp}$ für den statisch nicht belasteten Motor ein und integriert von $s_1 = 1$ bis $s_2 = 0,75 \cdot s_{Nh}$ beim statisch belasteten und von $s_1 = 1$ bis $s_2 = 0$ beim statisch nicht belasteten Motor, so ergibt sich die Hochlaufzeit für den statisch belasteten Motor zu:

$$t_H^* = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot \frac{1}{P_{Nh}} \cdot c \quad (33)$$

und für einen statisch nicht belasteten Motor zu:

$$t_H = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot \frac{1}{P_{Nh}} \cdot d. \quad (34)$$

Werden die für die Ständerkupferverluste beim generatorischen Abbremsvorgang getroffenen Vereinfachungen auch hier angenommen, so ergibt sich die Abbremszeit für einen statisch belasteten Motor zu:

$$t_B^* = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot \frac{1}{P_{Nn}} \cdot e \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1 \right). \quad (35)$$

Da $P_{Nh} = (p_n/p_h) \cdot P_{Nn}$ ist, erhält man mit $n_{sn} = p_h \cdot n_{sh}/p_n$ die Beziehung

$$t_B^* = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot \frac{1}{P_{Nh}} \cdot e \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right). \quad (35a)$$

Für einen statisch nicht belasteten Motor ergibt sich entsprechend:

$$t_B = \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot \frac{1}{P_{Nh}} \cdot f \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right). \quad (36)$$

Wenn man alle Werte auf t_H^* bezieht, ergibt sich:

$$t_H = \frac{d}{c} \cdot t_H^*, \quad (34a)$$

$$t_B^* = \frac{e}{c} \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right) \cdot t_H^*, \quad (35a)$$

$$t_B = \frac{f}{c} \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right) \cdot t_H^*. \quad (36a)$$

Gesamtverluste

Die Verluste in einem mit der Schalthäufigkeit z und der relativen Einschaltdauer ED betriebenen, mit 75 % des Nennmomentes statisch belasteten, polumschaltbaren Aufzugmotor ergeben sich unter der Annahme, daß die kurze Laufzeit bei kleiner Drehzahl vernachlässigt werden kann, zu:

$$\Sigma V = z \cdot (W_{v1H}^* + W_{v1B}^* + W_{v2H}^* + W_{v2B}^*) + (1 - \eta) \cdot 0,75 \cdot P_{Nh} \cdot \left[\frac{ED}{100} - z (t_H^* + t_B^*) \right] \quad (37)$$

η ist dabei der Wirkungsgrad der zulässigen Wicklung bei 75 % Belastung. Für einen statisch nicht belasteten Motor ergibt sich, wenn man von dessen Leerlaufverlusten absieht:

$$\Sigma V_L = z_L (W_{v1H} + W_{v1B} + W_{v2H} + W_{v2B}) \quad (38)$$

Setzt man die oben abgeleiteten Werte für die Verluste in Gl. (37) ein, so ergibt sich:

$$\Sigma V = z \cdot \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot \left\{ c \cdot k + \frac{a}{2} + \left[\left(\frac{p_n}{p_h} \right)^2 \cdot \left(\frac{p_k}{p_n} - 1 \right) \right] \cdot e \cdot l + \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right)^2 \cdot \frac{b}{2} \right\} + (1 - \eta) \cdot 0,75 \cdot P_{Nh} \cdot \left\{ \frac{ED}{100} - z \cdot t_H^* \cdot \left[1 + \frac{e}{c} \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right) \right] \right\} \quad (37a)$$

Aus Gl. (38) erhält man:

$$\sum V_L = z_L \cdot \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot \left\{ d \cdot k + \frac{1}{2} + \right. \\ \left. + f \cdot l \cdot \left[\left(\frac{p_h}{p_n} \right)^2 \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1 \right) \right] + \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right)^2 \right\}. \quad (38a)$$

Kühlung

Läuft ein Motor im Aussetzschalbetrieb, so ist seine Kühlung nicht gleichmäßig. Der Kühlvorgang während des Arbeitsspiels setzt sich aus drei Abschnitten zusammen: Kühlung im Stillstand, Kühlung beim Hochlauf und Abbremsen und Kühlung im Lauf. Bei polumschaltbaren Motoren ist dabei noch zwischen Lauf bei hoher und niedriger Drehzahl zu unterscheiden. Diese Aufteilung kann bei Aufzugmotoren vernachlässigt werden, da die Einschaltdauer in der niedrigeren Drehzahl nur sehr klein ist. Die in der Zeiteinheit aus einem mit relativer Einschaltdauer betriebenen Aufzugmotor abgeführten Wärmemengen betragen damit:

$$\sum Q = Q_{St} \left(1 - \frac{ED}{100} \right) + z \cdot Q_H (t_H + t_B) + \\ + Q_D \cdot \left[\frac{ED}{100} - z (t_H + t_B) \right]. \quad (39)$$

Hierin ist Q_{St} die im Stillstand abgeführte Wärme. Diese kann bei nicht fremdbelüfteten Motoren und bei günstiger Ausbildung der natürlichen Konvektion 20% der Wärmemenge betragen, die durch die Belüftung abgeführt wird. Q_H ist die mittlere Wärmemenge, die während des Hochlauf- oder Abbremsvorganges je Zeiteinheit aus dem Motor abgeführt wird. Diese Wärmemenge wurde an einem nicht fremdbelüfteten Motor in einer Versuchsreihe zu $Q_H = 0,50 Q_D$ ermittelt. Mit Q_D ist diejenige Wärmemenge bezeichnet, die der Motor bei Dauerbetrieb je Zeiteinheit bei Grenzerwärmung abzuführen in der Lage ist. Allgemein seien die je Zeiteinheit aus dem Motor abgeführten Wärmemengen:

$$Q_{St} = m \cdot Q_D \quad \text{und} \quad Q_H = n \cdot Q_D. \quad (40)$$

Mit Gl. (34 a), (35 a), (36 a) und (39) ergibt sich somit für einen statisch belasteten Motor:

$$\sum Q^* = Q_D \cdot \left\{ m \cdot \left(1 - \frac{ED}{100} \right) + \right. \\ \left. + (n-1) \cdot z \cdot t_H^* \cdot \left[1 + \frac{e}{c} \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right) \right] + \frac{ED}{100} \right\} \quad (39a)$$

und für einen statisch nicht belasteten Motor:

$$\sum Q = Q_D \cdot \left\{ m \cdot \left(1 - \frac{ED}{100} \right) + (n-1) \cdot \frac{d}{c} \cdot t_H^* \cdot z_L \cdot \right. \\ \left. \cdot \left[1 + \frac{f}{d} \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right) \right] + \frac{ED}{100} \right\}. \quad (39b)$$

Mit den Werten $m = 0,2$, $n = 0,5$, $z = z_L = 120$, $ED = 40\%$ und $t_H = 2,5$ s ergibt sich:

$$\frac{Q^*}{Q_D} = 0,46 \quad \text{und} \quad \frac{Q}{Q_D} = 0,47,$$

d. h., die Belüftung des Motors im Aussetzschalbetrieb ist nur etwa halb so intensiv wie bei Dauerlauf.

Schalhäufigkeit und Erwärmung

Im thermisch stationären Zustand ist die im Motor erzeugte Wärmemenge gleich der aus dem Motor abgeführten. Für den statisch belasteten Motor ergibt sich mit Gl. (37 a), (39 a) und (33)

$$z \cdot \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot \left\{ c \cdot k + \frac{a}{2} + \left[\left(\frac{p_h}{p_n} \right)^2 \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1 \right) \right] \cdot e \cdot l + \right. \\ \left. + \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right)^2 \cdot \frac{b}{2} \right\} + (1-\eta) \cdot 0,75 \cdot \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{(g/\pi^2) \cdot t_H^*} \cdot c \cdot \left\{ \frac{ED}{100} - \right. \\ \left. - z \cdot t_H \cdot \left[1 + \frac{e}{c} \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right) \right] \right\} = Q_D \cdot \left\{ m \cdot \left(1 - \frac{ED}{100} \right) + (n-1) \cdot z \cdot \right. \\ \left. \cdot t_H^* \cdot \left[1 + \frac{e}{c} \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right) \right] + \frac{ED}{100} \right\}. \quad (40)$$

Für einen statisch nicht belasteten Motor ergibt sich mit Gl. (38 a) und (39 b):

$$z_L \cdot \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot \left\{ d \cdot k + \frac{1}{2} + \left[\left(\frac{p_h}{p_n} \right)^2 \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1 \right) \right] \cdot f \cdot l + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right)^2 \right\} = Q_D \cdot \left\{ m \cdot \left(1 - \frac{ED}{100} \right) + (n-1) \cdot z_L \cdot \frac{d}{c} \cdot t_H^* \cdot \right. \\ \left. \cdot \left[1 + \frac{f}{d} \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right) \right] + \frac{ED}{100} \right\}. \quad (41)$$

Löst man Gl. (40) nach z und Gl. (41) nach z_L auf, so erhält man die Schalhäufigkeit eines Motors für einen bestimmten Belastungsfall. Es ergibt sich aus Gl. (40):

$$z = \frac{\left[m + (1-m) \cdot \frac{ED}{100} \right] \cdot Q_D - (1-\eta) \cdot 0,75 \cdot \frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{(g/\pi^2) \cdot t_H^*} \cdot c \cdot \frac{ED}{100}}{\frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} [x - (1-\eta) \cdot 0,75 \cdot c \cdot y] + (1-n) \cdot t_H^* \cdot y \cdot Q_D}. \quad (40a)$$

Hierin bedeuten:

$$x = c \cdot k + \frac{a}{2} + \left[\left(\frac{p_h}{p_n} \right)^2 \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1 \right) \right] \cdot e \cdot l + \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right)^2 \cdot \frac{b}{2}, \quad (42)$$

$$y = 1 + \frac{e}{c} \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right). \quad (43)$$

Aus Gl. (41) ist:

$$z_L = \frac{\left[m + (1-m) \cdot \frac{ED}{100} \right] \cdot Q_D}{\frac{G D^2 \cdot n_{sh}^2}{g/\pi^2} \cdot x_L + (1-n) \cdot \frac{d}{c} \cdot t_H^* \cdot y_L \cdot Q_D}. \quad (41a)$$

Hierin bedeuten:

$$x_L = d \cdot k + \frac{1}{2} + \left[\left(\frac{p_h}{p_n} \right)^2 \cdot \left(\frac{p_n}{p_h} - 1 \right) \right] \cdot f \cdot l + \\ + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right)^2, \quad (44)$$

$$x_L = 1 + \frac{f}{d} \cdot \left(1 - \frac{p_h}{p_n} \right). \quad (45)$$

Die Werte x_L , y_L , x und y in den beiden Gleichungen sind, wie man sieht, außer von den im Verlauf der Ausführungen angegebenen Konstanten nur noch vom Polzahlverhältnis der jeweiligen Motoren abhängig. Setzt man in Gl. (42) bis (45) die oben angegebenen Werte ein, so ergeben sich die in Bild 6 gezeichneten Kurven in Abhän-

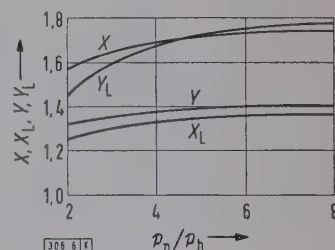


Bild 6. Abhängigkeit der Rechengrößen x , y , x_L , y_L vom Verhältnis der Polpaarzahlen p_n/p_h . Erläuterungen im Text.

gigkeit p_n/p_h . Gl. (40 a) und (41 a) sind nur gültig, wenn die Motoren bei den einzelnen Schaltungen bis auf ihre Synchrondrehzahlen hochlaufen und bis zum Stillstand wieder abbremsen. Es muß also sein:

$$z \cdot t_H^* \cdot \gamma = \frac{ED}{100} \quad \text{und} \quad z_L \cdot t_H \cdot \gamma_L = \frac{ED}{100}$$

In Bild 2 ist $z = f(GD^2)$ und $z_L = f(GD^2)$ für einen Motor mit $n_{sh} = 1000$ U/min und einen mit $n_{sh} = 1500$ U/min

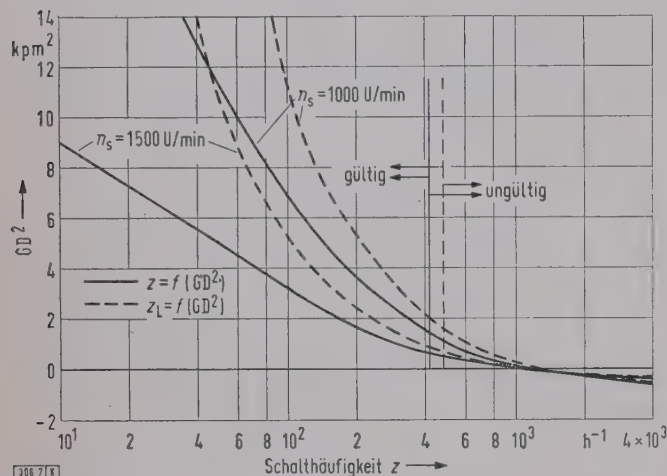


Bild 7. Kurven konstanter Motorerwärmung in Abhängigkeit vom Schwungmoment GD^2 und von der Schalzhäufigkeit bei einem statisch nicht belasteten Motor z_L und einem statisch belasteten Motor z .

dargestellt. t_H^* wurde dabei zu 2,5 s, t_H entsprechend Gl. (34 a) zu 1,7 s, Q_D zu 2500 Ws, p_n/p_h zu 6, ED zu 40 %, $1-\eta$ zu 0,75, m zu 0,2 und n zu 0,5 angenommen. Die Gültigkeit der Kurven erstreckt sich bis zu $z = 420$ Schaltungen je Stunde bzw. $z_L = 485$ Schaltungen je Stunde.

Elektronenbeugungsverfahren zur magnetischen Analyse

DK 621.317.421.3 : 548.74

Das Verfahren der Elektronenbeugung in Verbindung mit dem Lorentz-Effekt gestattet, die ferromagnetischen Werkstoffe sowohl kristallographisch als auch magnetisch zu analysieren¹⁾. Zum Bestimmen der Versuchsbedingungen diente zunächst die scharfe Kante einer üblichen Rasierklinge als Versuchsprobe. Die minimale Dicke des keilförmigen Bleches war ungefähr 1 μ m. Ein Elektronenstrahl mit einem Bündeldurchmesser von etwa 0,05 mm streifte die Kante dieser Probe. Um das Ablenken des Einfallstrahles durch die Probe zu messen, hat man das Verfahren der Doppelbelichtung angewendet.

Es wurde zuerst ein nicht ferromagnetischer Goldfilm als Probe untersucht und dann die Stahlprobe überlagert. Dabei blieben die Wellenlänge der eingestrahnten Elektronen und auch die Lage der Aufnahme-Trockenplatte unverändert. Das so erhaltene Beugungsbild zeigt infolge des Lorentz-Effektes exzentrische Beugungsringe. Aus der Exzentrizität kann man die Ablenkung des Einfalllichtes berechnen und eine Beziehung zur magnetischen Induktion der Probe ableiten. Für die Probe mit der bekannten Remanenz von 104 G läßt sich für eine Ablenkung von 0,2 cm und eine Wellenlänge der Elektronen von 0,0292 Å eine magnetische Weglänge der Elektronen von 6,104 Å errechnen, die in der Größenordnung der minimalen Dicke der Probe liegt.

In einem Versuch mit zwei nicht ferromagnetischen Proben wurde nachgewiesen, daß die zugeordneten Be-

Auf Grund eines Vergleiches der Kurven $z_L = f(GD^2)$ und $z = f(GD^2)$ lassen sich für die Prüfung der Motoren wichtige Schlüsse ziehen. Und zwar kann man an Hand der Kurven die Größe einer Ersatzschwingmasse bestimmen, mit der ein statisch nicht belasteter Motor geprüft werden muß, wenn er bei einer bestimmten Schalzhäufigkeit dieselbe Erwärmung wie ein statisch belasteter Motor haben soll. Da die Prüffelder für elektrische Maschinen beinahe ausschließlich mit Belastungsmaschinen mit linear mit der Drehzahl ansteigendem Belastungsmoment ausgerüstet sind, sind diese Kennlinien für die Prüfung von Aufzugmotoren von grundsätzlicher Bedeutung. Man kann nämlich auf Grund der hier gewonnenen Erkenntnisse bei der Erwärmungsprüfung der Motoren auf eine statische Belastung verzichten und sie nur mit der errechneten Ersatzschwingmasse oder Ersatzschalzhäufigkeit prüfen.

Bei Motoren mit Fremdbelüftung ändern sich die Werte für m und n entsprechend der geänderten Belüftung, die Kurven sind jedoch von den hier dargestellten grundsätzlich nicht verschieden. Für Aufzugmotoren mit nur einer Drehzahl vereinfachen sich die Verhältnisse, der grundsätzliche Berechnungsvorgang ändert sich jedoch auch in diesem Falle nicht.

Zusammenfassung

Die Gleichungen für die Verluste und die Abführung der Verlustwärme von statisch belasteten und statisch nicht belasteten, im aussetzenden Betrieb arbeitenden Aufzugmotoren werden hergeleitet. Bei konstanter Motorerwärmung ergeben sich hieraus sowohl für die statisch belasteten als auch für die statisch nicht belasteten Motoren Beziehungen zwischen zulässiger Schalzhäufigkeit und zulässigen Schwingmassen. Mittels dieser ist es möglich, Ersatzschwingmassen anzugeben, mit welchen statisch nicht belastete Motoren bei einer bestimmten Schalzhäufigkeit dieselbe Erwärmung wie statisch belastete Motoren erreichen. Hieraus ergeben sich für die Erwärmungsprüfung von Aufzugmotoren neue Möglichkeiten.

gungsringe konzentrisch sind. Zum weiteren Prüfen des Verfahrens wurde ein gewalztes Ni-Blech mit den Abmessungen der Rasierklinge untersucht. Es ergab sich aus der Exzentrizität der Ringe eine Remanenz von 3 kG, die mit den bekannten Werten des Nickels übereinstimmt.

Aus den Ergebnissen wird geschlossen, daß das Verfahren zur magnetischen Untersuchung des Ferromagnetismus geeignet ist. Man kann auch die magnetische Induktion des Eiseneinkristalls in bezug auf die Kristallachse messen. Ein solcher Draht mit 2 mm Dmr. und 10 mm Länge diente als weitere Probe. Die keilförmige Spitze der mit einem Magnetkörper magnetisierten Probe wurde von den Elektronen gestreift. Aus dem Beugungsbild ist die zur (110)-Ebene senkrechte Induktion des Eisens mit $1,4 \cdot 10^4$ G berechenbar.

Weiter wurde das Verfahren an einem elektrolytisch niedergeschlagenen, kristallinen Ni-Film erprobt. Der Elektronenstrahl wurde durch ein Loch der Probe geleitet. Die 5 μ m dicke Probe wurde sowohl mit als auch ohne einen angesetzten Magnetkörper mit einer Koerzitivkraft von 700 Oe untersucht. Es ergab sich eine Sättigungs-Induktion von $7 \cdot 10^3$ G und eine Remanenz von 800 G. Das Verfahren wurde schließlich noch abgewandelt, damit auch amorpher Film untersucht werden kann. Eine auf einer Goldschicht niedergeschlagene Eisenschicht wurde magnetisiert und in der vorbeschriebenen Art untersucht. Aus dem erhaltenen Doppelbild kann man indirekt die Induktion der Eisenschicht mit $3 \cdot 10^4$ G bestimmen. Aufnahmen der Beugungsbilder, Prinzipskizzen und die physikalischen Beziehungen ergänzen die Arbeit.

Hö

¹⁾ Nach Yamaguchi, S.: Z. Instrum.-Kde. Bd. 68 (1960) H. 1, S. 13-16; 13 B., 1 Qu.

RUNDSCHAU

DK 621.314.32 : 669.782

Ein gesteuerter Silizium-Gleichrichter. Kennlinien und Betriebsgrenzen. (A silicon-controlled rectifier. Characteristics and ratings.) Nach Bisson, D. K., u. Dyer, R. F.: Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (I) Bd. 78 (1959) S. 102–106; 12 B., 3 Qu.

Die Verfasser beschreiben eine von der General Electric entwickelte dreipolige pnpn-Halbleiteranordnung, die sie „gesteuerter Silizium-Gleichrichter“ nennen. Bild 1 zeigt den inneren Aufbau. Die drei unteren Schichten entsprechen einer normalen, im Diffusionsverfahren hergestellten pnp-Siliziumdiode. Neu ist die obere n-Schicht, die durch eine Gold-Antimon-Legierung auf der benachbarten p-Siliziumschicht erzeugt wird. Unmittelbar auf der p-Schicht selbst, also dort, wo bei der Diode der Hauptstromkreis angeschlossen wird, liegt hier der Steueranschluß, ein dünner Aluminiumdraht. Die Hauptanschlüsse sind, wie üblich, zur

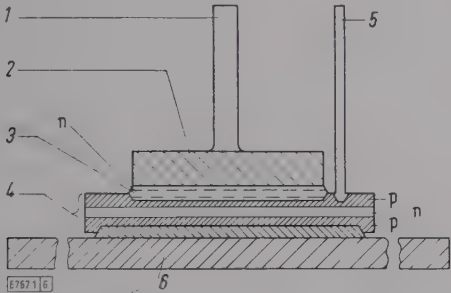


Bild 1. Innerer Aufbau eines gesteuerten Silizium-Gleichrichters.
1 Aluminium-Kathode 3 Gold-Antimon 5 Steuergitter
2 Molybdän 4 Silizium 6 Molybdän-Anode

Wärmeabfuhr möglichst massiv gestaltet (Anode: Molybdänplatte/Aluminium/p-Silizium; Kathode: Aluminiumbolzen/Molybdänplatte/n-Schicht Au-Sb). Die neue Halbleiteranordnung ermöglicht, ebenso wie der bereits bekannte Thyristor, Anwendungen nach Art eines Niederspannungsthyratrons [Mueller, C. W., u. Hilibrand, J.: The „Thyristor“-a new high-speed switching transistor. Trans. Inst. Radio Eng. on Electron Devices Bd. ED-5 (1959) S. 2–5].

Einige Kenngrößen unterscheiden sich nur quantitativ von denen einer Gastriode. Sie sind in Tafel 1 für den z. Z. größten Typ (ZJ-39 A) mit den bisher üblichen Bezeichnungen angegeben.

Tafel 1. Kenngrößen des gesteuerten Silizium-Gleichrichters Typ ZJ-39 A.

Kenngröße	Formelzeichen	Wert
arithmetischer Mittelwert des Anodenstromes	I_a	$< 16 \text{ A}$
periodisch zulässiger Höchstwert des Anodenstromes bei 60 Hz bei 20 Hz	I_{ap}	$< 75 \text{ A}$ $< 80 \text{ A}$
einmaliger Stromstoß	$I_{(0,1 \text{ s})}$	$< 100 \text{ A}$ (150 A)
Höchstwert der Anodenspannung (Sperrspannung)	U_{inv}	$< 300 \text{ V}$
innerer Spannungsabfall Kathode-Anode	U_{arc}	0,5 bis 2 V
zulässige Gitterspannung	U_g	$< 3 \text{ V}$
erforderlicher Gitterstrom für Steuerung	I_g	10 mA (geschätzt)
zulässiger Gitterstrom	I_{gz}	$< 80 \text{ mA}$
Ionisierungszeit	t_i	1 bis 5 μs
Entionisierungszeit	t_d	8 bis 10 μs
Frequenzgrenze für induktive Last	f_L	$< 12,5 \text{ kHz}$
Frequenzgrenze für Wechselrichterbetrieb	f_W	$< 1,39 \text{ kHz}$
Temperaturgrenze für die Anschlüsse	T_A	- 65 bis + 70 °C (125 °C)

In einigen Kenngrößen unterscheidet sich aber der gesteuerte Halbleitergleichrichter grundsätzlich vom Thyatron. Sinkt der Anodenstrom unter einen sogenannten Haltewert $I_h \approx 100 \text{ mA}$, so kommt man in einen Bereich, in dem der Spannungsabfall mit sinkendem Strom zuerst nur wenig, dann bis zum Durchbruch ansteigt. Im untersten Bereich fehlt die Gleichrichterwirkung, Sperr- und Durchlaßkennlinien sind hier gleich (Bild 2). Dieser Arbeitsbereich (nichtlinearer Widerstand) kann wegen der Kleinheit der Ströme als eine ausreichende Sperrzone angesehen werden.

Legt man an die Anoden-Kathodenstrecke in der Durchlaßrichtung eine etwas höhere Spannung als die Durchbruchspannung an, so wird der Gleichrichter nicht zerstört, sondern springt lediglich in den oberen Durchlaßbereich, auch dann also, wenn an der Gitter-Kathodenstrecke kein Steuerungssignal ansteht. Die Gitter-Kathodenstrecke hat im Gegensatz zum Thyatron keine Gleichrichterwirkung. Die Verfasser empfehlen daher, eine Diode vorzuschalten. Der im Aufsatz wiedergegebene Streubereich für alle möglichen Zündfälle reicht bis $U_g = 0$ und $I_g = 0$; das würde, wenn es tatsächlich zutrifft, eine ziemliche Unsicherheit für den Betrieb bedeuten.

Alle Nennwerte sind für den Betrieb bei 60 Hz festgelegt; bei 50 Hz wird man wegen der höheren Erwärmung etwas vorsichtigere Werte ansetzen müssen. Die Herstellung der gesteuerten Halbleiter gelingt noch nicht völlig gleichmäßig. Aus diesem Grund werden die einzelnen Baureihen je nach der erreichten Sperrfähigkeit in billigere und teurere Geräte für 40, 75, 100, 150, 200, 250 und 300 V unterteilt. Die insgesamt jetzt noch recht hohen Preise dürften den gesteuerten Halbleitergleichrichter vorerhand nicht zu einer fühlbaren Konkurrenz für das Thyatron werden

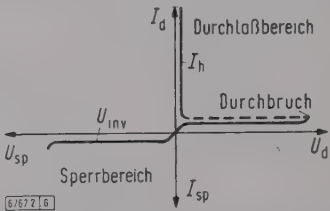


Bild 2. Strom-Spannungs-Kennlinie eines gesteuerten Silizium-Gleichrichters (bei Steuerspannung Null).

lassen, wohl aber für kleinere Magnetverstärker. Es wäre außerdem wünschenswert, die Spannungsfestigkeit um mindestens das Doppelte zu erhöhen, damit der Gleichrichter auch für Betriebsspannungen oberhalb von 220 V verwendbar ist.

Wss

DK 621.313.3.001.2

Übergangsfunktionen der belasteten Synchronmaschine. (Transfer functions of loaded synchronous machine.) Nach Hamdi-Sepen, D.: Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (II) Bd. 78 (1959) S. 19–24; 7 B., 18 Qu.

Nach längeren elementaren Hinweisen auf das Betriebsverhalten der synchronen Schenkelpolmaschine stellt der Verfasser fest, daß bei der Untersuchung des Übergangsverhaltens dieser Maschine die an der Erregerwicklung anliegende Spannung e_f und das an der Maschinenwelle wirkende Drehmoment als Eingangsgrößen im Sinne der Regeltechnik betrachtet werden können, während der Strom und der Polradwinkel die Ausgangsgrößen des betrachteten Systems darstellen. Auf die Bewegungsgleichung der Maschine geht der Verfasser nicht ein, sondern legt allen angeestellten Betrachtungen eine konstante (synchrone) Drehzahl zugrunde.

Für eine an ein starres Netz angeschlossene Schenkelpolmaschine ohne Dämpferkäfig wird, das Strukturbild angegeben, in dem die Spannung v_{td} (Längsspannung), v_{tq} (Querspannung), e_f und der Anfangswert des mit der Erregerwicklung verketteten Flusses ψ_f als Eingangsgrößen wirken und der Längsstrom i_d und Querstrom i_q als Ausgangsgrößen erscheinen. Die gewählte Darstellungsform des Strukturbildes, das unter Verwendung der Laplace-Transformation in ihrer ursprünglichen Form aufgestellt wurde,

erscheint etwas ungewöhnlich, enthält aber nichts Neues. Die dem angegebenen Strukturbild zugrunde gelegten bekannten Systemgleichungen setzen bei Vernachlässigung des ohmschen Ständerwiderstandes ($r = 0$) neben der konstanten (synchrone) Kreisfrequenz ω stationäre Verhältnisse in den Ständerkreisen voraus und berücksichtigen die Änderung des Erregerflusses ψ_f durch die in Differentialform angesetzte Spannungsgleichung für die Erregerwicklung, die vom Strom i_f durchflossen wird und eine Induktivität L_f und einen ohmschen Widerstand r_f aufweist.

Bei der Aufstellung des Strukturbildes wurden die sich somit mit den Bezeichnungen L_d für Längsinduktivität, L_q für die Querinduktivität und M für die Hauptinduktivität ergebenden Spannungsgleichungen

$$v_{td} = \omega L_q \cdot i_q \text{ und } v_{tq} = \omega (M \cdot i_f - L_d \cdot i_d),$$

$$e_f = r_f \cdot i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \text{ mit } \varphi_f = L_f \cdot i_f - 1,5 \cdot M \cdot i_d$$

nach den Stromkomponenten i_d und i_q als Ausgangsgrößen aufgelöst. Auf die Berücksichtigung der Sättigung wird ohne Angabe definierender Beziehungen eingegangen. Als Beispiel wird weiterhin das Strukturbild für die Spannungsregelung eines Synchrongenerators mit Amplitudyn-Erregung entwickelt. Die angegebenen Gleichungen wurden durch Messungen nachgeprüft.

In der Zusammenfassung hebt der Verfasser die Erkenntnis hervor, daß der Längsstrom i_d von der Erregerspannung e_f und der Querspannung v_{tq} abhängt. Ferner stellt er fest, daß bei Blindlast der Ständerstrom nur von der Größe der Erregerspannung e_f abhängt und auch bei schlechtem induktivem Leistungsfaktor der Ständerstrom praktisch seiner Längskomponente i_d entspricht; bei voreilendem $\cos \varphi$ müßte man dagegen den Einfluß beider Spannungskomponenten v_{td} und v_{tq} berücksichtigen. Die Abhandlung ist in leicht verständlicher Form abgefaßt und kann wegen des elementaren Charakters der Betrachtungen und Schlußfolgerungen dem mit elektrischen Maschinen weniger vertrauten Ingenieur als eine übersichtliche Einführung in die Grundprinzipien der Spannungsregelung synchroner Schenkelpolmaschinen empfohlen werden. *Hkm*

DK 621.383.42

Die Trägheit von Selen-sperrschicht-Photoelementen. Nach König, F.: Z. angew. Phys. Bd. 11 (1959) S. 418–428; 17 B., 6 Taf., 14 Qu.

Selenphotoelemente liefern bei Beleuchtung im Gebiet sichtbarer Wellenlängen des Lichts eine von der Beleuchtungsstärke abhängige EMK. Diese Wirkung des Photoelementes als Halbleiter-Bauelement ist wesentlich mit dem Vorhandensein einer Sperrschicht im Photoelement verknüpft, deren Raumladungsgebiet kapazitive Wirkungen zeigt. Dabei handelt es sich weitgehend um Einflüsse auf die Arbeitscharakteristik des Photoelementes, die erst bei Frequenzen oberhalb von etwa 100 Hz verhältnismäßig rein zu beobachten sind, denn bei intermittierend eingestrahlt Licht oder einer von außen angelegten Wechselspannung kleiner Frequenz überlagern sich den kapazitiven Einflüssen Effekte, die mehrschichtiger Art sind und, sofern sie reversibel sind, gemeinhin unter der Bezeichnung Ermüdung zusammengefaßt werden.

Dadurch wird verständlich, daß die vom Verfasser vorgenommenen Messungen mit den Überlegungen des kapazitiven Einflusses in dem Maße zunehmend voneinander abweichen, je niedriger die verwendete Frequenz der intermittierenden Beleuchtung oder der angelegten Wechselspannung ist. Hinzu kommt, daß die verwendeten Selen-Photoelemente verhältnismäßig hohe Bahnwiderstände als Summe von Widerständen des Halbleiters außerhalb der Sperrschicht zeigten, so daß der Untersuchung nur kurze Stücke der Arbeitscharakteristik zugänglich waren.

Mit diesen Einschränkungen zeigt der Verfasser, daß der Dunkelscheinwiderstand der verwendeten Selen-Photoelemente befriedigend durch ein Schichtsystem oder eine inhomogene Schicht ohne Trägerdiffusion dargestellt werden kann. Die Trägheit des Selenwiderstandes nimmt mit zunehmender Stromdichte ab und ist oberhalb einer Frequenz der überlagerten Wechselspannung von etwa 1000 Hz näherungsweise umgekehrt proportional der Frequenz.

Bei Belichtung des Photoelementes mit intermittierendem Licht und gleichzeitiger gleichstrommäßiger Belastung ergeben sich für den kapazitiven Einfluß auf das elektrische Verhalten Verhältnisse, die nicht einheitlich sind und sowohl Zu- als auch Abnahme der Trägheit in Abhängigkeit von der Belastung und der Frequenz des intermittierenden Lichtes zeigen.

Eine einfache Beziehung dieses Verhaltens zum verwendeten Ersatzschaltbild der Sperrschicht (ohmscher Sperrschichtwiderstand parallel zur Sperrschichtkapazität) ist daher uneingeschränkt nicht möglich, wobei der Verfasser darauf hinweist, daß sogenannte Creep-Effekte (d. h. Ermüdung) sich so stark überlagern könnten, daß dem elektrisch gemessenen Scheinwiderstand auch in dem lichtelektrischen Verhalten mehr Bedeutung zukommt als zu ersehen ist. Eine Abhängigkeit der spektralen Verteilung der photoelektrischen Leerlaufspannung von der gleichstrommäßigen Belastung des Photoelementes wurde nicht festgestellt. *Schm*

DK 681.375.3 : 681.142-83

Das Parametron und seine Verwendung in nachrichtenverarbeitenden Systemen. Nach Schmitt, E.: Elektron. Rdsch. Bd. 14 (1960) H. 2, S. 41–46; 20 B., 2 Taf., 18 Qu.

Der Verfasser kennzeichnet einleitend zuerst die grundsätzliche Wirkungsweise parametrischer Verstärker, soweit sie, ausgehend von einem Vorschlag des Japaners Goto, unter der Bezeichnung „Parametron“ als digitale Bauelemente verwendet werden. Es handelt sich um Anordnungen mit spannungsabhängigen Induktivitäten (Ferritkernen) oder Kapazitäten, z. B. Sperrschichtkapazitäten von Halbleiterdioden, die in einer Brückenanordnung als Frequenzumsetzer betrieben werden und in dieser Eigenschaft zwei oder gegebenenfalls auch mehrere stabile Arbeitspunkte haben. Bei den beiden wichtigsten Arbeitspunkten hat in diesen Schaltungen eine Wechselspannungskurve der halben Frequenz die Phasenverschiebungen 0° und 180° gegen die speisende Kurve doppelter Frequenz. Diese Anordnungen sind als bistabile Elemente für logische Schaltungen und Zählschaltungen sowie ähnliche Aufgaben geeignet und z. B. in Japan schon in erheblichem Umfang verwendet worden.

Als erstes wird die Differentialgleichung für die freien Schwingungen des Stromes in einem System mit L , R und C abgeleitet, wo L oder C veränderlich sind (Hillsche Differentialgleichung). Unter Annahme einer periodisch zeitveränderlichen Induktivität oder Kapazität entsteht eine Matthieusche Differentialgleichung, aus der Betrachtungen über Optimalwerte der Dämpfung und anderer Arbeitsbedingungen hergeleitet werden. In einer Darstellung der Amplituden der parametrischen Schwingung in Abhängigkeit von der Frequenz oder Verstimmung ergeben sich Kennlinien, die einen bistabilen und einen tristabilen Bereich kennzeichnen.

Für die Informationsübertragung zwischen einzelnen Parametron-Elementen werden sogenannte Zweitakt- und Dreitaktmethoden beschrieben, bei denen entweder eine Taktung der Speisefrequenz oder als ein wesentliches Ergebnis der Arbeiten des Verfassers eine Schaltung der Gleichstromvormagnetisierung zur Verschiebung des Arbeitspunktes auf der nichtlinearen Kennlinie der Induktivität oder Kapazität zur Aufnahme oder Weitergabe der Information verwendet wird. Der Aufbau logischer Systeme mit Parameterschaltungen wird an Hand der besonderen Eigenschaften dieser Bauelemente ausführlich erläutert, die im Gegensatz zu den üblichen logischen Schaltelementen nach den Grundsätzen der sogenannten Mehrheitslogik miteinander verknüpft werden müssen. Eine besondere Rolle spielen dabei dreigliedrige Kreisschaltungen, aus denen auch Flip-Flops und Zählkreise aufgebaut werden können.

Zum Schluß wird ein in Japan entwickeltes „Zweifrequenzen-Gedächtnissystem“ erläutert, das man auch als Halbfrequenzmethode bezeichnen kann. Hier können Parametrons gleichzeitig als Aufgabe- und Leselemente an einem Ferritkernspeicher benutzt werden. In abschließenden Betrachtungen werden die an Parametronschaltungen maximal möglichen Informationsflüsse, d. h. die verwendbaren Taktfrequenzen an Hand der Eigenschaften einiger japanischer Rechenautomaten zusammengestellt und die Möglichkeiten der Weiterentwicklung diskutiert. *Mo*

DK 621.313.322.017 : 621.317.384.082.63

Über die Bestimmung der Verluste von elektrischen Generatoren nach der kalorimetrischen Methode. Nach Aemmer, F.: Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 50 (1959) S. 1165–1170; 3 B., 3 Taf.

Bei großen Maschineneinheiten ist es oft unmöglich, Verluste und Wirkungsgrad durch Prüffeldmessungen zu ermitteln, da die Maschinen erst im Kraftwerk zusammengebaut werden können. Müssen dort die Prüflinge schon zum Probelauf mit anderen Maschinen gekuppelt werden und ist eine genaue Messung der aufgenommenen Leistung nicht möglich, so können unmittelbare Verlustmessungen nicht durchgeführt werden. Da jedoch sämtliche in den Prüflingen auftretenden Verluste wärmebildend sind, besteht unter Umständen die Möglichkeit, durch die getrennte oder gemeinsame Erfassung der jeweiligen Verlustwärme die Teil- oder Gesamtwirkungsgrade der Maschinen zu ermitteln. Derartige Verhältnisse liegen zum Beispiel bei großen Wasserkraftgeneratoren vor.

Der Verfasser berichtet über an drei Generatoren des Kraftwerkes Birsfelden durchgeführte kalorimetrische Bestimmungen der Einzel- und Gesamtverluste. Da die Generatoren geschlossene Kühlluftkreise haben und die entstehenden Wärmemengen über Wärmeaustauscher an Kühlwasser abgegeben werden, genügt eine sorgfältige Messung der Wassermenge und Wassererwärmung, um die über das Kühlsystem abgeführten Verluste zu ermitteln. Zur Bestimmung der Einzelverluste wurde an jedem Generator bei verschiedenen Betriebszuständen Erwärmungsmessungen durchgeführt, und zwar: Generator unerregt zur Bestimmung der Reibungsverluste, Generator im Leerlauf auf Nennspannung erregt zur Bestimmung der Eisenverluste und Generator im Kurzschluß auf Anker-Nennstrom erregt zur Bestimmung der Ständerstromverluste. Die Polradverluste wurden jeweils an den Schleifringen gemessen. Die Gesamtverluste wurden im Verbundbetrieb festgestellt.

Ein Vergleich der Summen der gemessenen Einzelverluste mit den gemessenen Gesamtverlusten zeigt, daß die Abweichungen der Meßergebnisse voneinander erstaunlich gering sind. Interessant wäre eine Angabe, inwieweit die Messungen absolut richtig sind. Auch würde eine Angabe über die Größe der durch die Gehäuseoberfläche des Generators abgeführte Wärmemenge interessieren. Es sei auch darauf hingewiesen, daß die kalorimetrische Wirkungsgradbestimmung bei z. B. wassergekühlten Motoren durchaus üblich ist.

Drr

DK 538.561 : 621.313.33.025.1

Quellen elektromagnetischer Schwingungen bei Einphasen-Asynchronmaschinen. (Sources of electromagnetic vibration in single-phase induction motors.) Nach Magyar, L. W.: Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (III) Bd. 78 (1959) S. 81–85; 1 B., 1 Taf., 7 Qu.

Der Verfasser beschreibt einleitend das verwendete Rechenverfahren zur Ermittlung der Kraftwirkung in der betrachteten Asynchronmaschine. Daraufhin analysiert er die Durchflutungsverteilung, wobei er folgende Komponenten unterscheidet:

1. Harmonische, die durch die Unsymmetrie der Ständerdurchflutung infolge der Wicklungsverteilung einerseits und als sogenannte Nutenharmonische andererseits hervorgerufen werden;
2. Oberwellen, die infolge der Unsymmetrie der Läuferdurchflutung durch das mitlaufende Stromsystem einerseits und durch das Gegensystem andererseits erzeugt werden.

Anschließend wird die Permeabilität des Luftspaltes untersucht, die infolge der mechanischen Unsymmetrien und durch den Einfluß der Sättigung veränderlich ist und folgende Harmonische aufweist: 1. Oberwellen, verursacht durch Ständer-Unsymmetrien; 2. Oberwellen, hervorgerufen durch Läufer-Unsymmetrien; 3. sogenannte SättigungsOberwellen, die infolge höherer Induktionen im Eisen zustande kommen. Nach einer Betrachtung der resultierenden Induktionswelle berechnet der Verfasser die einzelnen Kraftwellen und stellt dann auf Grund der abgeleiteten Gleichungen eine „Wellenkarte“ (Frequenzspektrum) auf, mit der die einzelnen Geräuschquellen leicht aufgefunden werden können.

Zusammenfassend wird festgestellt, daß infolge des großen Einflusses der Unsymmetrien auf die Geräuschbildung das Einhalten vorgegebener Toleranzen bei der Herstellung der einzelnen Bauteile der Asynchronmaschine und bei deren Zusammensetzen zur fertigen Maschine von großer Wichtigkeit ist. Die bei Fertigungsungenauigkeiten sich willkürlich einstellende Permeabilitätsverteilung entlang der Ankerperipherie und die damit verbundenen mehr oder weniger willkürlichen magnetischen Wirkungen haben Kräfte zur Folge, die sich in Stößen der mehrfachen Schlupffrequenz äußern. Die sich in einem Motor mit einer geraden Anzahl von Ständer- und Läufernuten ausbildende Kraftwelle erster Ordnung, die für das Zustandekommen des Rüttelns und der Vibration infolge der Wellendurchbiegung verantwortlich ist, ist immer als eine Folge von Fertigungsungenauigkeiten anzusehen. Alle höher frequenten Schwingungen, die nicht Vielfache der Netzfrequenz sind, werden durch Läufer-Unsymmetrien verursacht.

Von besonderem Interesse dürfte die erwähnte Prüfvorrichtung sein, mit der Läufer auf Unsymmetrien geprüft werden. Der zu prüfende Läufer wird durch Anlegen einer 60-Hz-Spannung an die Ständer-Prüfwicklung zum Laufen gebracht. In zwei Prüfspulen, die $\sim 90^\circ$ el gegen die Mitte des Ständerpols verschoben — auf zwei einander diametral gegenüberstehenden Zähnen angebracht sind, werden Spannungen induziert, die den Induktionswellen der beschriebenen „Wellenkarte“ entsprechen. Eine Beziehung zwischen der Amplitude der Prüfspulenspannung und dem wirklichen Geräuschtest desselben Läufers wurde ungeachtet der Tatsache gefunden, daß die Läufer-Unsymmetrien nur ein Faktor bei der Erzeugung der Kraftwellen und der durch sie hervorgerufenen Geräusche sind. Die Spannungskomponente mit Drehfrequenz entspricht sehr gut der tatsächlich gemessenen Exzentrizität des Läufers; Stöße der doppelten Schlupffrequenz sind, in Übereinstimmung mit der beschriebenen Theorie, in fast allen Frequenzbändern vorherrschend. Weiterhin wird noch ein Verfahren zur Trennung der Widerstands- und Permeabilitäts-Unsymmetrien beschrieben.

Die Abhandlung setzt weitgehende spezielle Kenntnisse auf dem Gebiet der Oberwellenbildung in Asynchronmaschinen voraus und kann demnach nur einem eingearbeiteten Fachmann empfohlen werden.

Hkm

DK 537.523.3 : 621.313.027.3

Halbleiterschichten als Schutz gegen den Koronaeffekt in elektrischen Hochspannungsmaschinen. (Les couches semi-conductrices de protection contre l'effet du couronne dans les machines électriques à haute tension.) Nach Kucera, J.: Rev. gén. Electr. Bd. 68 (1959) S. 465–472; 10 B.

Zwischen der Leistung eines Wechselstromgenerators und seiner „natürlichen“, d. h. für seine Auslegung optimalen Spannung besteht ein Zusammenhang. Einer Erhöhung der Spannung und damit der Nennleistung ist jedoch durch den Koronaeffekt eine Grenze gesetzt, weil die bei etwa 5 kV beginnende Koronaentladung die Isolation zerstört. Da ein Vergrößern der Isolationsabstände aus Gründen der Wirtschaftlichkeit ausscheidet, müssen für eine Erhöhung der Nennleistung oder Spannung andere isolationstechnische Lösungen gefunden werden.

Bereits 1932 wurde in den Siemens-Schuckertwerken untersucht, wie sich die dielektrische Festigkeit der Wicklungen durch halbleitende Schichten auf der Wicklungs-isolation steigern läßt. Derartige Halbleiterschichten, deren Oberflächen-Widerstand zwischen 10^8 und $10^{10} \Omega/\text{cm}^2$ liegt, erhöhen die kritische Spannung, bei der die Koronaentladungen einsetzen. Die Schichten können z. B. aus Graphit bestehen, das als alkoholische Harz-Graphit-Lösung in kolloidaler Form gestrichen oder in Form von graphitiertem Papier oder Asbestband auf die Isolationsschicht gewickelt und geklebt wird. Die Bedeutung der für höchste Spannungsfestigkeit zweckmäßigen Potentialverteilung in Isolations- und Halbleiterschicht wird in dieser Arbeit untersucht, wobei die theoretische Behandlung von der Telegraphengleichung ausgeht.

Die gefundenen Formeln werden auf das Beispiel einer Wechselstrommaschine für 11 kV, 50 Hz (6350 kV je Strang) angewendet. Als Weiterentwicklung werden schließlich die für Hochspannungsmaschinen besonders geeigneten zweilagigen Halbleiterschichten theoretisch behandelt und ihr Berechnungsgang entwickelt.

Rl

VERBANDSNACHRICHTEN

VDE

Verband Deutscher Elektrotechniker

Frankfurt a. M., Osthaienplatz 6

Fernruf: 43 31 57; Fernschreiber (Telex): 04—12 871;

Telegramm-Kurzanschrift: Elektrobund;

Postscheckkonto: Frankfurt a. M. 388 68.

Inkraftsetzung der Änderung d von VDE 0667 „Vorschriften für Elektrozaun-Geräte mit Netzanschluß“ und Änderung b von VDE 0668 „Vorschriften für Elektrozaun-Geräte mit Batteriebetrieb“

Gegen die in ETZ-A Bd. 81 (1960) H. 10 angekündigten Entwürfe der Änderung d von VDE 0667 und Änderung b von VDE 0668 sind keine Einsprüche eingegangen. Diese Änderungen wurden daher vom VDE-Vorstand im Juli 1960 genehmigt und zum 1. August 1960 in Kraft gesetzt.

Einzeldrucke von VDE 0667 d/8. 60 und VDE 0668 b/8. 60 können vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg, Bismarckstraße 33, zum Preise von 0,50 DM für VDE 0667 d/8. 60 und 0,50 DM für VDE 0668 b/8. 60 bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker

Der Generalsekretär

Lauster

Inkraftsetzung von VDE 0860 „Vorschriften für netzbetriebene Rundfunk- und verwandte Geräte“, Teil 3 „Netzbetriebene Verstärker“ und Teil 4 „Lautsprechereinheiten, die mit der tonfrequenten Spannungsquelle baulich nicht vereinigt sind“

Gegen die Entwürfe VDE 0860 Teil 3/...57 und Teil 4/...57 sind Einsprüche eingegangen. Diese wurden von der VDE-Kommission „Rundfunk- und verwandte Geräte“ unter Vorsitz von Obering. H. Chappuzeau ordnungsgemäß behandelt. Die Entwürfe wurden dementsprechend geändert. Die so entstandene Schlußfassung hat der Vorstand des VDE im Juli 1960 genehmigt und zum 1. August 1960 in Kraft gesetzt. Die bisherige Fassung VDE 0860/VIII.43 „Vorschriften für Rundfunk- und verwandte Geräte“ tritt am 31. Juli 1961 außer Kraft.

Einzeldrucke der Neufassung können vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, unter der Bezeichnung VDE 0860 Teil 3/8.60 zum Preise von 0,60 DM und VDE 0860 Teil 4/8.60 zum Preise von 0,40 DM bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker

Der Generalsekretär

Lauster

Entwurf einer Änderung a von VDE 0108/4. 59 „Vorschriften für das Errichten und den Betrieb elektrischer Starkstromanlagen in Versammlungsstätten und Warenhäusern sowie auf Sport- und Versammlungsstätten im Freien“.

Der VDE-Arbeitsausschuß 0108-1 „Versammlungsstätten im Freien“ unter Vorsitz von Obering. Kling hat mit Zustimmung der VDE-Kommission 0108 „Theateranlagen“ die in VDE 0108/4. 59 angekündigten §§ 24 und 25 sowie zusätzlich Betriebsvorschriften für §§ 26 und 27 ausgearbeitet. Es ist beabsichtigt, diese Änderung zum 1. Januar 1961 in Kraft zu setzen.

Der Entwurf der Änderung kann unter der Bezeichnung VDE 0108a/... 60 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 0,60 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen den Entwurf sowie gegen den geplanten Termin für die Inkraftsetzung können bis zum 30. September 1960 der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Osthafenplatz 6, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende

Kling

VDE-Vorschriftenstelle

Weise

Entwurf von VDE 0560 Teil 13/...60 „Regeln für Papier-Kondensatoren für Nenn-Gleichspannungen bis 1000 V“

Der VDE-FNE-Gemeinschaftsausschuß „Kondensatoren“ hat den Entwurf VDE 0560 Teil 13/...60 ausgearbeitet. Es ist beabsichtigt, ihn zum 1. März 1961 in Kraft zu setzen. Ein Jahr später soll VDE 0870/VII.43 „Leitsätze für Kondensatoren der Rundfunk- und Entstörungstechnik“ für Papier-Kondensatoren für Nenn-Gleichspannungen bis 1000 V ungültig werden.

Der Entwurf VDE 0560 Teil 13/...60 kann vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 2,10 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen diesen Entwurf sowie gegen die geplanten Termine für seine Inkraftsetzung und für das teilweise Außerkraftsetzen von VDE 0870/VII.43 können bis zum 1. September 1960 der VDE-Vorschriftenstelle eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Vorsitzende
des Gemeinschaftsausschusses

Sträß

VDE-Vorschriftenstelle
Weise

Entwurf einer Änderung der Tafel 3 von VDE 0860 „Vorschriften für netzbetriebene Rundfunk- und verwandte Geräte“ Teil 1 „Ton-Rundfunk-Empfangsgeräte“

Die VDE-Kommission „Rundfunk- und verwandte Geräte“ hat den Entwurf einer Änderung der Tafel 3 „Zulässige Temperaturerhöhung“ von VDE 0860 Teil 1/9.59 ausgearbeitet. Es ist beabsichtigt, die Änderung zum 1. Dezember 1960 in Kraft zu setzen. Der durch die Änderung betroffene Wortlaut der Tafel 3 soll am gleichen Tage ungültig werden.

Der Entwurf der Änderung kann unter der Bezeichnung VDE 0860 Teil 1 a/...60 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 0,50 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen den Entwurf sowie gegen den geplanten Termin für das In- und Außerkraftsetzen können bis zum 31. August 1960 der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Osthafenplatz 6, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende
Chappuzeau

VDE-Vorschriftenstelle
Weise

BEKANNTMACHUNGEN

Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE

Frankfurt a. M., Osthafenplatz 6, Fernruf 43 31 57

NTG-Mitgliederversammlung

Im Auftrage des Vorstandes laden wir die Mitglieder der NTG zu einer ordentlichen Mitgliederversammlung am 29. September 1960 um 18.15 Uhr in Dortmund, Festsaal der Industrie- und Handelskammer, Märkische Straße 120, ein.

Tagesordnung

1. Tätigkeitsbericht des Vorstandes
2. Aussprache über die Tätigkeit der NTG
3. Vorstandswahl für die Amtsperiode 1961/62
4. Verkündung des Preises der NTG 1960
5. Änderung der Geschäftsordnung der NTG
6. Wahl des Vorsitzenden und des Stellvertretenden Vorsitzenden für die Amtsperiode 1961/62
7. Verschiedenes

Ein Entwurf zur Änderung der Geschäftsordnung (Punkt 5 der Tagesordnung) geht allen NTG-Mitgliedern durch die Post zu.

Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE

Geschäftsführung

Burghoff

Sonderstudium „Isotopen- und Allgemeine Atomtechnik“

Die Staatliche Ingenieurschule Kiel hat Sondersemester und Lehrgänge für „Isotopen- und Allgemeine Atomtechnik“ eingerichtet, die jeweils am 1. März und 16. September jeden Jahres beginnen. Nähere Auskunft erteilt die Staatliche Ingenieurschule Kiel, Kiel, Legienstraße 35, Fernruf 5 15 61.

of

PERSÖNLICHES

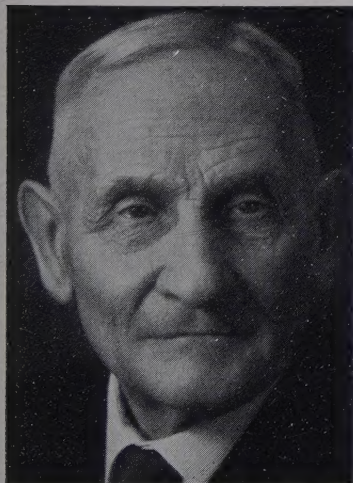
H. Behncke †. — Am 30. April 1960 verstarb im Alter von 79 Jahren der Civ.-Ing. *Heinrich Behncke* in Hannover. *Behncke*



hat nach seinen Lehr- und Wanderjahren, die ihn unter anderem im Dienst des Norddeutschen Lloyd bis nach Ostasien und Südamerika führten, im Jahre 1920 das Elektrowerk Hannover gegründet. Dieses befaßt sich vor allem mit der Reparatur von elektrischen Maschinen und Transformatoren, lehnt aber auch die Neuanfertigung von Spezialgeräten nicht ab. Das Werk ist unter seiner Leitung in 40 Jahren zu einem bedeutenden Unternehmen herangewachsen. Der Elektrotechnischen Gesellschaft Hannover im VDE gehört *Behncke* seit 1910 an. Mehr als 20 Jahre lang war er der Kassenwart der Gesellschaft, die ihn in Anerkennung seiner Verdienste im Jahre 1955 zu ihrem Ehrenmitglied ernannte.

H

J. Wallot †. — Am 31. März 1960 verschied in Waldenburg (Württ.) Prof. Dr. Dr.-Ing. E. h. *Julius Wallot*. Der Verstorbene wurde am 6. August 1876 in Oppenheim am Rhein geboren. Nachdem er das humanistische Gymnasium in Darmstadt mit dem Reifezeugnis verlassen hatte, studierte er zuerst zwei Semester Juriprudenz in Leipzig. Darauf nahm *Wallot* das Studium der Physik bei *W. Röntgen* in Würzburg auf, bei dem er dann auch als Assistent tätig war. Im Jahre 1902 promovierte er bei *Röntgen* in München. Darauf arbeitete *Wallot* mehrere Jahre lang an verschiedenen Universitäten bei anderen bedeutenden Physikern der damaligen Zeit, so bei *P. Drude*, *W. Wien* und *F. Himstedt*. Dazwischen war er von 1902 bis 1904 als Dozent am Telegraphenversuchsanstalt in Berlin unter *K. Strecker* tätig. Mit einer Arbeit über elektromagnetische Wellen, die während seiner Tätigkeit an der Universität Freiburg entstanden war, habilitierte er sich als Privatdozent an der TH Stuttgart. Dort arbeitete er weiter auf diesem Gebiet, bis er 1913



als Privatdozent an die Bergakademie Clausthal ging. Nach dem ersten Weltkrieg, den *Wallot* im Heeresdienst mitmachte, führte er seine Arbeiten über elektromagnetische Wellen, über physikalische Musiklehre und über Einheiten und Maßsysteme weiter. Im Jahre 1921 wurde er zum außerplanmäßigen Professor ernannt. Ein Jahr später trat *Wallot* als wissenschaftlicher Mitarbeiter in das Zentrallaboratorium der Siemens und Halske AG in Berlin ein, wo er vor allem im Ausbildungswesen bis zu seiner Pensionierung Ende 1945 tätig war. Im Jahre 1929 wurde *Wallot* zum nichtbeamteten außerordentlichen Professor an der Technischen

Hochschule Berlin-Charlottenburg ernannt. Aus eigenem Entschluß gab er diese Stellung im Jahre 1939 auf, veranlaßt durch die damalige Neuordnung der Verhältnisse der Dozenten an den deutschen Universitäten und Hochschulen.

Zu Anfang des Jahres 1946 trat die TH Karlsruhe an *Wallot* mit der Bitte heran, Vorlesungen über Drahtnachrichtentechnik und elektrische Meßtechnik zu übernehmen. Diese arbeitsreiche Tätigkeit übte er, beliebt bei den Studenten und hoch geschätzt von den Kollegen, bis 1948 aus. Im Jahr 1947 wurde er zum Honorarprofessor der TH Karlsruhe ernannt.

Mit der Siemens-Stephan-Plakette wurde *Wallot* 1937 ausgezeichnet. Im Jahr 1952 verlieh ihm die TH Stuttgart die Würde

eines Doktor-Ingenieurs ehrenhalber. Seit 1956 war er Ehrenmitglied des Verbandes Deutscher Elektrotechniker. Drei Jahre später wurde er durch das Präsidium des Deutschen Normenausschusses in den Waldemar-Hellmich-Kreis des Deutschen Normenausschusses berufen, im Herbst 1959 wurde ihm der goldene Ehrenring des Deutschen Normenausschusses verliehen.

Wallot wurde 1923 Mitglied des Ausschusses für Einheiten und Formelgrößen (AEF im DNA), von 1930 bis 1954 führte er den Vorsitz. Diese überaus arbeitsreiche, von ihm mit der größten Hingabe ausgeübte Tätigkeit führte zu einem regen schriftlichen und mündlichen Meinungsaustausch mit vielen Wissenschaftlern innerhalb und außerhalb der deutschen Grenzen und auf internationalen Tagungen und Besprechungen.

Der Schwerpunkt der Arbeiten *Wallots* liegt auf zwei Gebieten. Das eine ist die klassische Theorie der elektrischen Nachrichten-Übertragungstechnik. Sein Buch über die Theorie der Schwachstromtechnik ist im Inland und im Ausland bekannt und verbreitet, es wurde zwischen 1932 und 1948 fünfmal aufgelegt. Das zweite Arbeitsgebiet ist die Lehre von den Größen und Einheiten der Physik und Technik. Hier hat *Wallot* seit seinen grundlegenden Arbeiten, die 1922 in der „Elektrotechnischen Zeitschrift“ erschienen sind, Bahnbrechendes geleistet. Er hat einer neuen Auffassung über diese Begriffe und einer theoretischen Fundierung zum Durchbruch verholfen und selbst die Weiterentwicklung maßgebend beeinflusst, ein Meister des klaren Gedankens und der klaren Sprache. Sein Buch über Größengleichungen, Einheiten und Dimensionen, das 1953 in erster, 1957 in zweiter Auflage erschienen ist, zeigt dem Kundigen, daß auf diesem Gebiet *Wallot* Bleibendes geleistet hat.

Johannes Fischer

A. Weissfloch †. — *Albert Weissfloch*, der in aller Welt bekannte Forscher und Ingenieur der Mikrowellentechnik, ist in den ersten Tagen des Monats April 1960 gerade nach Vollendung seines 50. Lebensjahres in seinem Wohnsitz bei Paris plötzlich verstorben. Er hat es durch seine im Jahre 1938 beginnenden Arbeiten auf dem Gebiete der Mikrowellentechnik verstanden, klare Begriffe in die Schaltungslehre und saubere Methoden in die Meßtechnik einzuführen. Er bediente sich dabei im wesentlichen der Vierpoltheorie, die er in logisch strenger Form auf die Schaltungen der Mikrowellentechnik anwandte; bei der Darstellung bevorzugte er die kreisgeometrische Betrachtungsweise. In den Fachkreisen des In- und Auslandes ist sein „Transformatorsatz“ besonders bekanntgeworden, in dem er beweist, daß ein verlustloser Vierpol durch zwei über einen idealen Transformator miteinander verbundene Stücke von verlustlosen Leitungen dargestellt werden kann. Für die Generatoren der Mikrowellentechnik hat er ein „Generatorkennlinienfeld“ angegeben, völlig unabhängig von den während des Krieges laufenden amerikanischen Arbeiten, welche die gleiche Darstellung als „Rieke-Diagramm“ bezeichnen. Sein Buch „Schaltungstheorie und Meßtechnik des Dezimeter- und Zentimeter-Wellengebiets“ faßt seine wesentlichen Arbeiten zusammen und ist eins der wenigen deutschsprachigen Bücher, das wegen seiner Originalität auch im englischsprachigen Schrifttum häufig zitiert wird.

Albert Weissfloch wurde 1910 in Andorf (Mittelfranken) geboren, studierte an den Universitäten Erlangen und Göttingen und promovierte 1938 in Erlangen mit einer mathematischen Arbeit zum Dr. rer. nat. Seine wesentlichen wissenschaftlichen Arbeiten hat er in den Laboratorien der Firmen Telefunken und Pintsch bzw. Funkstrahl im Laufe des Krieges durchgeführt; sein Buch konnte infolge von Nachkriegsschwierigkeiten erst 1954 erscheinen. Bald nach Kriegsende ging er nach Frankreich und widmete sich dort dem Aufbau der Firma STAREC, in der er zuletzt Gérant und technischer Direktor war. Er war keineswegs nur Theoretiker, sondern besaß auch alle Fähigkeiten, die Ergebnisse seiner theoretischen Arbeiten zum praktischen Erfolg zu führen. Der Tod hat seiner Arbeit, die er mit Begeisterung und Aufopferung durchführte, ein plötzliches Ende gesetzt.

F. W. Gundlach

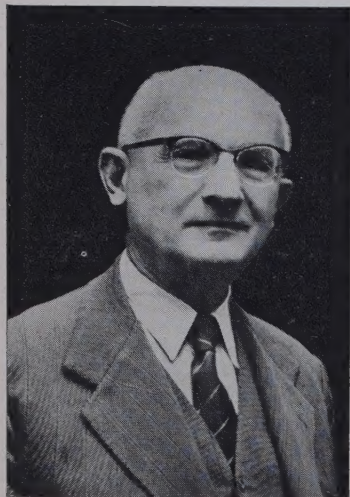
JUBILÄEN

H. Kohler. — Dem Produktionsleiter der Himmelwerk AG in Tübingen, *Hans Kohler*, wurde an seinem 64. Geburtstag, am 9. Mai 1960, der zugleich der Tag seiner 50-jährigen Betriebszugehörigkeit war, in Anerkennung seiner Verdienste für die Elektroindustrie das Bundesverdienstkreuz verliehen. *H. Kohler* konnte sich bereits vor dem 1. Weltkrieg mit dem Bau von Drehstrommotoren beschäftigen, die dann 1919 in die reguläre Produktion der Firma aufgenommen wurden und auch heute noch das Fertigungsprogramm der Himmelwerk AG weitgehend bestimmen.

W. Petrus. — Am 1. Mai 1960 beging Dipl.-Ing. *Walter Petrus* bei den Stadtwerken Düsseldorf sein 25-jähriges Dienstjubiläum. Er hat sich maßgebend nach dem Zusammenbruch für das Wieder-

aufleben der VDE-Tätigkeit im Westen eingesetzt, und es ist mit seiner Initiative zu verdanken, daß es zur Gründungsversammlung des VDE-britische Zone gekommen ist. Seit vielen Jahren ist W. Petrus Mitglied in den beiden VDE-Kommissionen 0720 und 0725.

F. Schröter. — Vor 40 Jahren, im Mai 1920, trat Prof. Dr. phil. Fritz Schröter in die Telefunken GmbH ein, die ihn zum Abteilungsleiter und später zum Direktor ernannte. Geboren wurde er am 28. Dezember 1886. Er studierte Physikalische Chemie und Elektrotechnik in Lausanne und Berlin. Von 1915 bis 1921 war er Leiter der Studienabteilung der Jul. Pintsch AG, Berlin. In dieser Zeit fällt die Erfindung der Neon-Glimmlampe sowie der Glimmlicht-Stabilisationsröhre. Im Jahre 1926 hat Schröter auf die Bedeutung der ultrakurzen Wellen für die Übertragung von Fernsignalen hingewiesen. Zu seinen größten Verdiensten zählt die Überleitung von der mechanischen zur elektronischen Bildübertragung und -wiedergabe. Im Jahre 1931 wurde er Honorarprofessor an der TH Berlin, und 1933 wurde er mit der Gauß-Weber-Gedenkmünze ausgezeichnet. Von 1947 bis 1950 war er in Paris tätig. An der Universität Madrid hatte Schröter von 1950 bis 1955 eine Professur. Nach seiner Rückkehr arbeitet er als wissenschaftlicher Berater im Forschungsinstitut der Telefunken GmbH in Ulm. Eine ausführliche Würdigung der Verdienste des Jubilars finden Sie in der Ausgabe ETZ-A Bd. 78 (1957) Seite 62.



Schramm AG. — Im Mai 1960 konnte die Schramm Lack- und Farbenfabriken AG, Offenbach a. M., auf ihr 150-jähriges Bestehen zurückblicken. Das Unternehmen stellt neben Farben und Speziallacken eine Vielzahl von Lacken für die Elektrotechnik her, so z. B. Isolier-, Draht- und Schalttafellacke neben Gieß- und Tränklacken. In den Anfängen der Gründung wurden nur Firnis und Lack hergestellt. Die Fabrikation erweiterte sich 1837 und wurde in die Rohrmühle vor die Tore Offenbachs gelegt. Im Jahre 1903 schlossen sich die Firmen der beiden Brüder zusammen. Nach 1945 wurde der Betrieb in der Rohrmühle mit 45 Beschäftigten wieder aufgenommen. Nach der Währungsreform konzentrierte sich die Schramm AG wieder auf ihre früheren besonderen Absatzgebiete.

In den Anfängen der Gründung wurden nur Firnis und Lack hergestellt. Die Fabrikation erweiterte sich 1837 und wurde in die Rohrmühle vor die Tore Offenbachs gelegt. Im Jahre 1903 schlossen sich die Firmen der beiden Brüder zusammen. Nach 1945 wurde der Betrieb in der Rohrmühle mit 45 Beschäftigten wieder aufgenommen. Nach der Währungsreform konzentrierte sich die Schramm AG wieder auf ihre früheren besonderen Absatzgebiete.

Nach dem zweiten Weltkriege wurden die „Regeln für elektrische Maschinen“ neu gefaßt und im Jahre 1955 herausgegeben. In dieser Form (VDE 0530/7.55) sind sie auch in den dritten Band der 25. Auflage der VDE-Vorschriften aufgenommen worden. Verschiedene neue Erkenntnisse und Erfahrungen, aber auch die Rücksicht auf ausländische Vorschriften und die IEC-Empfehlungen machten Ergänzungen und Änderungen notwendig, die nun in der neuen Fassung VDE 0530/3.59 eingefügt sind.

Zu diesen „Regeln für elektrische Maschinen“ wurden nun Erläuterungen herausgegeben, die in einem handlichen Büchlein zusammengefaßt sind. Diese Erläuterungen betreffen selbstverständlich nicht allein die Verbesserungen und Zusätze, die in die Neufassung aufgenommen wurden, sondern beziehen sich auf alle Absätze der Regeln.

Auf diese Weise ist ein kleines Lehrbuch über die elektrischen Maschinen entstanden, auf das niemand, der sich mit diesem Gebiete der Technik befaßt, verzichten kann. Besonders hervorzuheben sind die Erläuterungen zu § 9 (Reaktanzen und Zeitkonstan-

ten von Synchronmaschinen), § 10 (Leistungsbegriffe, Leistungsfaktor, Wirkungsgrad), § 12 (Sinusform von Spannungskurven), § 18 (Nennbetriebsarten), § 27 (Symmetrie von Mehrphasen-Spannungssystemen), § 54 (Rückarbeitsverfahren), § 56 (Kalorimetrisches Verfahren), § 58 (Leerverluste) und § 59 (Erregungsverluste).

Zum § 27 wird in einem Anhang die Ermittlung der symmetrischen Komponenten eines Dreileitersystems besprochen, und zum § 56 bringt ein Anhang die Verlustbestimmung durch Messung der Temperaturzunahme des Kühlmittels.

Den Schluß bilden ein Verzeichnis des einschlägigen Schrifttums mit 100 Anführungen und ein sorgfältig zusammengestelltes Sachverzeichnis.

Es ist überflüssig zu sagen, daß in der Neufassung der Regeln VDE 0530/3.59 z. B. die Bezeichnung der Wechselstromgrößen nach DIN 40 110 geändert wurde. Warum aber wurden im Bild 1 der Regeln für die Erregung unter § 6 die Flächen mit F statt mit A bezeichnet, und im § 9 in den Regeln und in den Erläuterungen das Zeichen für den Kurzschluß mit K statt mit k angegeben, wie es DIN 40 121 vorschreibt? Das sind aber nebensächliche Kleinigkeiten.

Das Büchlein mit den Erläuterungen zu den „Regeln für elektrische Maschinen“ ist sehr gut ausgestattet; die Zeichnungen sind klar und deutlich. In eine Tasche auf der hinteren inneren Deckseite können die „Regeln für elektrische Maschinen“ gesteckt werden. Das Büchlein wird bald in den Händen jedes Fachgenossen sein, der mit elektrischen Maschinen zu tun hat und ihn als verlässlichen Ratgeber und Führer begleiten.

H. Sequenz

DK 621.314.5 : 621.34(024)

Stromrichterantriebe. Nach Veröffentlichungen in AEG-Mitt. Bd. 48 (1958) H. 11/12. Mit 108 S., 175 B., 12 Taf., Format 21 cm × 30 cm. Verlag Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft (AEG), Berlin 1958. Preis Ganzln. 18,— DM.

Die in Leinen gebundene Ausgabe ist das Sonderheft 11/12 der AEG-Mitteilungen 1958. Es ist daher kein in seinem Inhalt abgerundetes, geschlossenes Buch, sondern eine Zusammenstellung interessanter Aufsätze. Sie soll einen umfassenden Einblick in den heutigen Stand der Technik geben.

Zunächst sind die Probleme aufgeführt, die mit der Bemessung und Beanspruchung der Bauteile der Stromrichteranlage zusammenhängen. Von Bedeutung sind dabei die erhöhte Sperrspannungsbeanspruchung der Stromrichtergefäße beim gesteuerten Betrieb und die Impulsstrombelastung beim Umkehrantrieb. Besondere Aufmerksamkeit wurde in drei Aufsätzen den Steuer- und Stelleigenschaften des Stromrichters in Regelkreisen gewidmet. In der Antriebstechnik sind die Umkehrantriebe von Interesse. Die hierbei auftretenden Schaltungs- und Steuerungsfragen wurden erörtert, die verschiedenen Verfahren gegenübergestellt. Blindleistungsprobleme sind unter Umständen bei großen Umkehrantrieben mit Stromrichtern in verhältnismäßig schwachen Netzen besonders störend; Schaltungen zur Verbesserung des Leistungsfaktors sind angeführt. Die Ausführungen schließen mit Schutz- und Überwachungsgeräten für Stromrichterantriebe und einem Aufsatz über Stromrichtertransformatoren und Drosselpulen.

E. Kübler

DK 621.311.1.019.34(022.3)

Stabilität des elektrischen Verbundbetriebs. Von A. Kamiński. Mit 472 S., zahlr. B. u. Taf., Format 17 cm × 24,5 cm. VEB Verlag Technik, Berlin 1959. Preis Lederin 39,20 DM.

Über die Stabilität der elektrischen Energieübertragung ist im deutschsprachigen Schrifttum seit der letzten Auflage (1940) des Buches von A. Timascheff: „Stabilität elektrischer Drehstrom-Kraftübertragung“ nichts mehr in zusammenhängender Form geschrieben worden. Wohl gibt es viele Zeitschriften-Aufsätze über dieses Thema; doch werden dabei naturgemäß immer erhebliche Vorkenntnisse vorausgesetzt, so daß im allgemeinen nur der Fachmann angesprochen wird. Es ist aus diesem Grunde nützlich, in dem vorliegenden Buch eine zusammenhängende Darstellung des Stabilitätsproblems nach modernen Gesichtspunkten zu haben.

Behandelt werden die Grundbegriffe der statischen und dynamischen Stabilität mit einem Vergleich zum mechanischen Modell und die Ersatzschaltbilder der verschiedenen Teile einer elektrischen Anlage. Daran schließt sich ein Abschnitt über die statische Stabilität mit Berechnungsmethoden und Stabilitätskriterium. Zur Berechnung der dynamischen Stabilität werden der Flächensatz und die schrittweise Berechnung angegeben. Der Flächensatz wird auch bei allen Beispielen herangezogen, weil sich damit die Vorgänge besonders anschaulich darstellen lassen. Unsymmetrische Fehler werden mit Hilfe des Verfahrens der symmetrischen Komponenten erfaßt. Ein besonderer Abschnitt beschäftigt sich mit den Mitteln zur Verbesserung der Stabilität. Die Fehlerabschaltzeiten, die Kurzunterbrechung, die Sternpunktterdung und die Erregungsgeschwindigkeit der Generatoren werden im einzelnen im Hinblick auf ihre Wirksamkeit betrachtet. Bei der Darstellung der praktischen Handhabung der Stabilitätsberechnung wird auf Wechselstrom-Netzmodelle, Generatorsimulatoren und Näherungsverfahren für vermaschte Netze eingegangen. Stabilitätsuntersuchungen mit Hilfe von programmgesteuerten Rechenmaschinen und Analogrechnen, sind allerdings nicht erwähnt.

Die ausführlichen und leichtverständlichen Darstellungen sind durch Zahlentafeln, viele Beispiele und eine große Schrifttumszusammenstellung ergänzt.

G. Funk

BÜCHER

DK 621.313(083.133)

Erläuterungen zu den Regeln für elektrische Maschinen VDE 0530/3.59. VDE-Schriftenreihe, H. 10, Hrsg. H. Hess. Im Auftrage der VDE-Kommission Elektrische Maschinen verfaßt von F. Hillebrand, F. Kade, H. Kinkel†, O. Löbl, H. Möller, F. Müllner, E. Scharstein u. J. Tittel. Mit 84 S., 16 B., Format DIN A 5. VDE-Verlag GmbH, Berlin 1960. Preis Ganzln. 8,40 DM; mit „Regeln für elektrische Maschinen“ VDE 0530 Preis 12,— DM.

Nach dem zweiten Weltkriege wurden die „Regeln für elektrische Maschinen“ neu gefaßt und im Jahre 1955 herausgegeben. In dieser Form (VDE 0530/7.55) sind sie auch in den dritten Band der 25. Auflage der VDE-Vorschriften aufgenommen worden. Verschiedene neue Erkenntnisse und Erfahrungen, aber auch die Rücksicht auf ausländische Vorschriften und die IEC-Empfehlungen machten Ergänzungen und Änderungen notwendig, die nun in der neuen Fassung VDE 0530/3.59 eingefügt sind.

Zu diesen „Regeln für elektrische Maschinen“ wurden nun Erläuterungen herausgegeben, die in einem handlichen Büchlein zusammengefaßt sind. Diese Erläuterungen betreffen selbstverständlich nicht allein die Verbesserungen und Zusätze, die in die Neufassung aufgenommen wurden, sondern beziehen sich auf alle Absätze der Regeln.

Auf diese Weise ist ein kleines Lehrbuch über die elektrischen Maschinen entstanden, auf das niemand, der sich mit diesem Gebiete der Technik befaßt, verzichten kann. Besonders hervorzuheben sind die Erläuterungen zu § 9 (Reaktanzen und Zeitkonstan-

DK 53(083.1)

Technische Kunstgriffe bei physikalischen Untersuchungen. 12. völlig neubearb. Aufl. Von E. v. Angerer. Mit 470 S., 172 B., Format 12,5 cm × 19 cm. Hrsg. H. Ebert. Verlag Friedr. Vieweg & Sohn, Braunschweig 1959. Preis Ganzln. 24,80 DM.

Während die letzten drei Auflagen der „Technischen Kunstgriffe“ im wesentlichen unverändert blieben, liegt das Werk nun in seiner zwölften, völlig neubearbeiteten Auflage vor. Den zweiten und dritten Abschnitt hat der Herausgeber jetzt unter den Überschriften „Einige Verfahren“ und „Einige Geräte und Zubehör“ neu aufgeteilt, um dem Titel des Buches besser gerecht zu werden. Einzelne Kapitel, z. B. die Akustik und die Vakuumtechnik, sind zum Teil beträchtlich erweitert worden. Als neuer selbstständiger Abschnitt ist der über „Kunstgriffe bei Einrichten und Arbeiten im Labor“ hinzugekommen. Er enthält neben allgemeinen praktischen Ratschlägen gesonderte Kapitel über Meßwagen und Sicherheit im Laboratorium. Das Schriftumverzeichnis wurde stark erweitert und in einem eigenen 50 (!) Seiten umfassenden Abschnitt untergebracht. Insgesamt hat das Werk um rd. 100 Seiten an Umfang zugenommen.

Das Buch hat als Ratgeber beim Experimentieren längst seinen ihm gebührenden Platz im Laboratorium gefunden und wird ihn auch weiterhin zu verteidigen und zu behaupten wissen.

J. Demny

DK 537.12(022.3)=2

Electron physics. The physics of the free electron. Von O. Klemperer. Mit 259 S., zahlr. B. u. Taf., Format 14 cm × 22,5 cm. Butterworths Scientific Publications, London 1959. Preis Ganzln. 7,00 \$.

Dr. O. Klemperer, Assistant Professor and Reader Imperial College of Science and Technology of the University of London, hat seine Vorlesungen über die Physik des freien Elektrons in diesem Buch zusammengestellt. Schon vor fast 30 Jahren (1933) schrieb der Verfasser ein gutes deutsches Buch über diesen Gegenstand. Die vielen Erfahrungen, die er als Pädagoge inzwischen gesammelt hat, spiegeln sich in dem neuen Werk, mit dem er seine Einführung in die Elektronenmikroskopie, die 1939 in englischer Sprache zuerst erschien, in gewisser Beziehung fortsetzt und unterbaut.

Das neue Buch hat zwei Hauptteile, deren erster Teil die Grundlagen der Elektronenauslösung und Bewegung behandelt, während der zweite Teil sich dem Elektron als Elementarteilchen zuwendet. Im ersten Teil mit seinen 5 Kapiteln werden nach historischen und Angaben über Emission und Beschleunigung der Elektronen die Bewegungsgleichungen eingehend behandelt. Es folgen die Gesetze der Elektronenoptik und des Verhaltens von Elektronenströmen. Nachweismethoden schließen diesen Buchteil, in dem bis zur Kernstreuung der Elektronen, Fragen der Elektronenpräzession usw. vorgedungen wird. Im zweiten Teil (Kapitel 6 bis 9) werden die Ladung des Elektrons, das (e/m), die Elektronenmasse und ihre relativistische Abhängigkeit, die Wellen-Natur des Elektrons bis zur Schrödinger-Gleichung behandelt.

Ein Anhang über wissenschaftliche Daten, aber auch Ausführungen z. B. über Phasen- und Gruppen-Geschwindigkeit, schließen das für den Elektroniker wertvolle Buch ab. Die Ergebnisse bis zu den neuesten Versuchen über das Bi-Prisma für Elektronen sind berücksichtigt; aber es sind ebenso auch alte Grundversuche nicht vernachlässigt.

Man hätte einiges, was überholt ist, herauslassen sollen, so daß auf Seite 170 beschriebenen Versuche. Insgesamt ein gutes, nützliches Werk.

E. Brüche

DK 517.564.4

Fonctions sphériques de legendre et fonctions sphéroïdales. Bd. 3. Von L. Robin. Mit 389 S., 44 B., Format 16 cm × 25 cm. Hrsg. Collection Technique et Scientifique du C. N. E. T. Verlag Gauthier-Villars, Paris 1959. Preis brosch. 55 NF, kart. 60 NF.

Mit dem unter obigem Titel genannten Buch ist der dritte und letzte Band des im ganzen dreibändigen, in französischer Sprache geschriebenen Werkes über Kugelfunktionen erschienen. Es umfaßt die Kapitel 7 bis 10.

Im Kapitel 7 werden im Zusammenhang die sogenannten Additionstheoreme der beiden Funktionen $P_n^m(\mu)$ und $Q_n^m(\mu)$ hergeleitet und besprochen, und zwar in dem allgemeinen Fall, daß die Variable μ als das Argument dieser Funktion eine komplexe Veränderliche außerhalb des Schnittes von $-\infty \dots +1$ in der komplexen Zahlenebene der μ ist. Der obere Parameter m der Funktionen $P_n^m(\mu)$ oder $Q_n^m(\mu)$, aus denen die Reihenglieder in den Additionstheoremen im allgemeinen bestehen, schreitet darin in der Regel von Glied zu Glied um die Einheit fort, während der untere Parameter n eine beliebige komplexe Zahl sein kann. Die Kenntnis dieser Reihenentwicklung ist für die Anwendung der Kugelfunktionen auf Physik und Technik unerlässlich. Selbstverständlich kommt auch der für die Anwendung besonders wichtige Fall zur Sprache, wo das Argument $\mu = \cos \vartheta$ ist und also auf dem Schnitt zwischen den Punkten $\mu = -1$ und $\mu = +1$ liegt. Die Besprechung zweier weiterer bekannter Additionstheoreme beschließt die hierher gehörigen Ausführungen.

Ein besonderes Interesse verdient das nachfolgende Kapitel 8, in dem die Zahl und die Berechnung der Nullstellen der oben genannten beiden Kugelfunktionen unter den verschiedensten Annahmen über die Natur der beiden Parameter n und m erörtert wird. Für den Physiker und den Elektrotechniker, der sich etwa mit der Theorie der kegelförmigen Antennen befassen muß, ist diese zusammenhängende Darstellung über die Nullstellenverteilung von großem Wert.

Das Kapitel 9 stellt einen Zusammenhang der Kegelfunktionen mit den physikalischen Anwendungen her: Es werden hier nämlich die besonderen Koordinatensysteme der Potentialtheorie behandelt, in denen die Kugelfunktionen vorkommen. Es sind dies die Koordinaten des verlängerten und des abgeplatteten Rotationsellipsoids, die Ringkoordinaten und die bispärischen Koordinaten sowie die Kegelfunktionen von Mehler. Auf weitere hierher gehörige Aufgaben der Potentialtheorie, besonders soweit sie in der zurückliegenden Zeit einen besonderen Namen und ihre besondere Geschichte haben, wird natürlich ohnehin eingegangen.

Im letzten und 10. Kapitel des Buches kommt die Sprache auf solche besonderen Funktionen, die in dem einen oder anderen Sinne als Verallgemeinerungen der Kugelfunktionen angesehen werden müssen. Da sind zunächst die Polynome und Funktionen von Gegenbauer zu nennen. Ihre Theorie zeigt infolge der inneren Verwandtschaft viele Parallelen mit der Theorie der Kugelfunktionen. Sie weisen Orthogonalitätseigenschaften auf, haben Rekursionsformeln und Additionstheoreme. Selbstverständlich gibt es auch hier zwei Arten von solchen Funktionen; denn allen diesen Funktionen liegt eine Differentialgleichung zweiter Ordnung als Definitionsmöglichkeit zugrunde.

Schließlich wird noch auf die Sphäroidfunktionen eingegangen, die bei der Lösung der Wellengleichung in elliptischen Koordinaten auftreten. Sie bilden den ausschließlichen Gegenstand der Untersuchungen in dem bekannten Buch von Meixner und Schöffke. Die Darstellung darüber in dem vorliegenden Buch auf den dafür vorgesehenen 50 Seiten vermittelt aber bereits eine recht klare Vorstellung von der Natur dieser Funktionen und von den Eigentümlichkeiten, die in der Theorie dieser Funktionen auftreten. Eine Zusammenstellung der verschiedenen für die Sphäroidfunktionen benutzten Bezeichnungen dürfte das Studium der ausführlichen älteren Abhandlungen über diese Funktionen erheblich erleichtern. Schließlich werden noch die wichtigsten Arbeiten auf diesem Gebiet angeführt und die bisher dafür berechneten Tafelwerke aufgezählt.

In einem ersten Anhang wird eine Formelzusammenstellung von den sphärischen Besselschen Funktionen gegeben. In einem zweiten Anhang werden die sämtlichen bisher berechneten und veröffentlichten Tafelwerke über die Legendreschen Funktionen bis Ende des Jahres 1958 aufgezählt.

Dieses mit dem dritten Band abschließende Werk über die Kugelfunktionen dürfte bei der Ausführlichkeit und Klarheit der Darstellung Mathematikern und Physikern zugleich sehr willkommen sein.

H. Buchholz

DK 512.97 : 621.3(022.3)=2

The elements of determinants, matrices and tensors for engineers. Von S. A. Stigant. Mit 444 S., zahlr. B. u. Taf., Format 14,5 cm × 22,5 cm. Verlag McDonald, London 1959. Preis Halbln. 60,— sh.

Das Buch führt in das Rechnen mit Determinanten, Matrizen, und Tensoren ein, soweit dies für den Elektrotechniker von praktischer Bedeutung ist. Im Vordergrund stehen dabei diejenigen Rechenverfahren, mit deren Hilfe sich das Verhalten elektrischer Netze beschreiben läßt. Dem Titel des Buches entsprechend ist der Stoff in drei Teile gegliedert. Der erste, sechs Kapitel umfassende Teil handelt vom Rechnen mit Determinanten. Der zweite, vier Kapitel umfassende und von den Matrizen handelnde Teil knüpft an den ersten an. Er bringt unter anderem Summen und Produkte von Matrizen, Berechnung von inversen Matrizen, „Diagonalisierung“ von Matrizen. Den beiden ersten Teilen sind zahlreiche numerische Beispiele sowie Aufgaben mit Lösungen beigegeben. Im letzten, neun Kapitel umfassenden, von der Tensorrechnung handelnden Teil wird dieser Kalkül hauptsächlich vom Standpunkt der Anwendung auf elektrische Netze betrachtet, wobei der Verfasser an das Buch „Tensoranalysis of Networks“ von G. Kron anknüpft. Vom Begriff der Transformation ausgehend werden unter anderem kovariante und kontravariante Koordinaten, metrische Tensoren und das Kroneckersymbol behandelt. Die Beispiele dieses Teils sind der Theorie der elektrischen Netze entnommen. Jedem der drei Teile ist ein Verzeichnis des einschlägigen Schrifttums beigegeben. Den Schluß bilden vier Anhänge: „Was ist Tensoranalysis“ (Wiedergabe eines Aufsatzes von B. Hoffmann), „Tensor-Indizes“, „Mehrfache Tensortransformationen“, „Tensoren bei orthogonalen Netzen“.

Das in erster Linie für den Praktiker geschriebene Buch ist eine ausführlich gehaltene Anleitung zur Benutzung einiger moderner mathematischer Methoden, die in der Theorie der elektrischen Netze Verwendung finden. Da es gewiß kein leichtes Unterfangen ist, Ergebnisse schwieriger mathematischer Theorien plausibel zu machen, wird der Praktiker eine Darstellung dieser Art begrüßen, besonders, da sie nur geringe mathematische Vorkenntnisse voraussetzt und doch mit vielen Anwendungsmöglichkeiten bekanntmacht.

W. Quade

DK 512.94 : 621.3.09.(022.4)=2

Linear network analysis. Von S. Seshu, und N. Balabanian. Mit 585 S., zahlr. B., Format 15,5 cm × 23,5 cm. Verlag John Wiley & Sons, Inc., New York, und Chapman & Hall, Ltd., London 1959. Preis Ganzln. 11,75 \$.

In dem vorliegenden, aus Vorlesungen an der Syracuse University entstandenen Buch über Netzwerktheorie beschränken sich die Verfasser zwar auf die Analyse, ohne jedoch dabei die Voraussetzungen für die Synthese von Netzwerken außer acht zu lassen. Die Netzwerk-Synthese ist einem bereits im vergangenen Jahr erschienenen Werk von Balabanian vorbehalten, während ein weiteres ebenfalls im vergangenen Jahr erschienen Buch von Seshu die linearen Graphen (Streckenkomplexe) ausführlicher behandelt. In diesem als Einführung gedachten Buch sind die neuesten Ergebnisse eingearbeitet, und es werden sowohl stationäre als auch nichtstationäre Vorgänge in linearen Systemen behandelt.

Die beträchtliche Anzahl der in den letzten Jahren hauptsächlich in den USA erschienenen Bücher, die auf die moderne Netzwerk-Synthese ausgerichtet sind, hat ihren Grund nicht nur in einem seinerzeit dort noch vorhandenen Mangel, sondern auch darin, daß man erkannt hat, wie wichtig dieses grundlegende Gebiet der Elektrotechnik (nicht nur für die Filter-Synthese) ist.

Nach einleitenden Kapiteln über allgemeine Grundlagen, Maschinen- und Knotenpunktgleichungen, Matrix-Algebra und elementare Topologie, allgemeine Netzwerktheorie sowie stationäre Lösungen folgen Kapitel über Folgerungen, die sich aus dem Faltungssatz der Laplace-Transformation ergeben, ferner über komplexe Übertragungsfunktionen, Vierpole, analytische Eigenschaften von Netzwerkfunktionen, Rückkopplung, Wellenparameter-Theorie. Der Anhang enthält funktionentheoretische Ergänzungen und grundlegende Sätze der Laplace-Transformation. Zahlreiche Beispiele und Übungsaufgaben erleichtern dem Leser das Eindringen in die verschiedenen Gebiete.

H. Edelmann

DK 512.94 : 621.3.09.(022.5)=2

Linear circuit analysis. Von B. J. Ley, S. G. Lutz, u. C. F. Rehberg. Mit 583 S., zahlr. B., Format 15,5 cm × 24 cm. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, Toronto, London 1959. Preis Ganzln. 97,— sh.

Die Theorie linearer Netzwerke ist eine wichtige Grundlage des elektrotechnischen Unterrichts, und man braucht sich daher nicht darüber zu wundern, daß Bücher im amerikanischen Schrifttum mit ähnlicher Zielsetzung in den letzten Jahren in großer Häufigkeit erschienen sind. Allein in den McGraw-Hill Electrical and Electronic Engineering Series erschienen in dieser Zeit neben dem vorliegenden Buch noch acht weitere Bücher, welche Analyse und Synthese hauptsächlich passiver elektrischer Netzwerke zum Gegenstand haben, darunter auch die englische Übersetzung des Cauerschen Buches „Theorie der linearen Wechselstromschaltungen“. Was dieses Buch auszeichnet, ist eine eingehende Behandlung der Grundlagen, insbesondere auch der Netz-Topologie. In diesem Zusammenhang wird auf das Maschenverfahren, das Knotenpunktverfahren und das Schnittverfahren (das duale Gegenstück zum Maschenverfahren) näher eingegangen. Am Beispiel des Maschenverfahrens wird die grundlegende Wichtigkeit des Begriffs „vollständiger Baum“ erläutert, und zwar dadurch, daß gezeigt wird, daß nur dann die richtige Anzahl von Gleichungen zustandekommt — und zwar keine zu viel, keine zu wenig —, aber auch bei richtiger Anzahl nur linear unabhängige Gleichungen aufgestellt werden, wenn man einen vollständigen Baum zugrundelegt.

In weiteren Kapiteln wird auf die Ermittlung stationärer und nichtstationärer Lösungen eingegangen. Hierbei spielt die Bestimmung sämtlicher Wurzeln algebraischer Gleichungen eine wichtige Rolle. Es ist deshalb zu begrüßen, daß mehrere wirksame Verfahren zur Bestimmung nicht nur reeller, sondern auch komplexer Wurzelpaare (durch Abspaltung quadratischer Faktoren) eingehend erläutert werden.

Es folgen Kapitel über mechanische Analogien, über Fourier-Reihen, das Fourier-Integral und die Laplace-Transformation und schließlich noch ergänzend ein Kapitel über äquivalente Schaltungen und allgemeine Sätze der Netzwerktheorie.

Als grundlegende Einführung ist dieses Buch wegen seiner anschaulichen Darstellungsweise sehr zu empfehlen.

H. Edelmann

Abschluß des Heftes: 7. Juli 1960

Schriftleitung: Frankfurt a. M., Osthafenplatz 6, Fernruf 43 31 57; Fernschreiber (Telex) 04—12 871.

Hauptschiffleiter: Dr.-Ing. P. Jacottet (für den redaktionellen Teil verantwortlich).

Schriftleiter: Dipl.-Ing. H. Lübbars, Dipl.-Ing. F. Meske und Dipl.-Ing. K. Rangs.

Zuschriften für die Schriftleitung nicht an eine persönliche Anschrift sondern nur an: Schriftleitung der ETZ, Frankfurt a. M., Osthafenplatz 6.

BUCHHEINGÄNGE

Technisch-physikalische Monographien. Bd. 10: Impulstechnik. Erzeugung und Anwendung von Kondensatorenentladungen. Von F. Frängel. Mit 585 S., 256 B., 27 Taf., Format 15 cm × 22 cm. Hrsg. R. Sewig. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig KG, Leipzig 1960. Preis Ganzln. 54,— DM.

Elsevier's Fachwörterbuch für Verstärkung, Modulation, Empfang und Senden. In sechs Sprachen. Englisch/Amerikanisch, Französisch, Spanisch, Italienisch, Niederländisch, Deutsch. Von W. E. Clason. Mit 804 S., Format 15 cm × 23 cm. Verlag R. Oldenbourg, München 1960. Preis Ganzln. 72,— DM.

Netzverluste. Die Verluste in elektrischen Versorgungsnetzen, ihre Ursachen und Ermittlung. Von M. Zebisch. Mit 244 S., 51 B., 47 Taf., Format 14,8 cm × 21 cm. VEB-Verlag Technik, Berlin 1959. Preis Ganzln. 16,— DM.

Impulstechnik. Von L. A. Mejorowitsch und L. G. Selitschenko. Mit 680 S., 701 B., Format 17 cm × 25 cm. Berliner Union, Stuttgart 1960. Preis Ganzln. 74,— DM.

Elektronische Analogrechner. Wirkungsweise und Anwendung. Von D. Ernst. Mit 315 S., zahlr. B., Format 16 cm × 24 cm. Verlag R. Oldenbourg, München 1960. Preis Ganzln. 38,— DM.

Ein kombiniertes Regelsystem für die Verfahrenindustrie. Methodik, Elemente und Geräte der Teleperm-Teleneu-Technik. Von E. Pavlik und B. Machel. Mit 204 S., 150 B., Format 16 cm × 24,5 cm. Verlag R. Oldenbourg, München 1960. Preis Ganzln. 24,— DM.

Die Grundlagen der mathematischen Wissenschaften in Einzeldarstellungen mit besonderer Berücksichtigung der Anwendungsgebiete. Bd. 60: The numerical treatment of differential equations. Von L. Collatz. 3. Aufl. Mit 583 S., zahlr. B. u. Taf., Format 15,5 cm × 24 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1959. Preis Ganzln. 98,— DM.

Lichtempfindliche Bauelemente für die Automatisierung. Von P. Goercke. Mit 312 S., 131 B., Format 16,5 cm × 24,5 cm. R. v. Deckers Verlag, G. Schenck, Hamburg, Berlin, Bonn 1960. Preis Ganzln. 30,— DM.

Elemente der Schaltungsgebra. Eine anschauliche, leichtfaßliche Einführung. Von U. Weyh. Mit 114 S., 104 B., Format 15,5 cm × 23,5 cm. Verlag R. Oldenbourg, München 1960. Preis brosch. 13,80 DM.

Patentdokumentation Regelungstechnik. Ordnungssysteme. Mit 98 S., Format 14,5 cm × 21 cm. Hrsg. VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik. VDI-Verlag GmbH, Düsseldorf, und VDE-Verlag GmbH, Berlin 1960. Preis brosch. 16,80 DM.

Ringbuch der Energiewirtschaft. 12. Lfg. Mit 185 S., Format 15,5 cm × 21,5 cm. Hrsg. Vereinigung Deutscher Elektrizitätswerke (VDEW) und Verband der Deutschen Gas- und Wasserwerke (VGW). Verlags- und Wirtschaftsgesellschaft der Elektrizitätswerke mbH. Preis 18,50 DM. (Gesamtumfang 2183 S. in 3 Bänden 246,35 DM).

Bosch MP-Kondensatoren-Fibel. Mit 24 S., 17 B., zahlr. Taf., Format 10 cm × 15 cm. Hrsg. Robert Bosch GmbH Stuttgart (1959).

Industrial electronics and control. Von R. G. Kloeffler. Mit 548 S., zahlr. B. u. Taf., Format 15,5 cm × 24 cm. Verlag John Wiley & Sons, Inc., New York, und Chapman & Hall, Ltd., London 1960. Preis Ganzln. 10,— \$.

Fundamentals of Electronics. An introduction to modern electronics. Von E. N. Lurch. Mit 645 S., zahlr. B. u. Taf., Format 15 cm × 24 cm. Verlag John Wiley & Sons, Inc., New York, und Chapman & Hall, Ltd., London 1960. Preis Ganzln. 8,25 \$.

Electrical noise. Fundamentals and physical mechanism. Von D. A. Bell. Mit 342 S., zahlr. B. u. Taf., Format 15 cm × 24 cm. Verlag D. Van Nostrand Company, Ltd., London 1960. Preis 50 sh.

DISSERTATIONEN

Schwingungsfreie Stoßschaltungen mit drei, vier oder fünf Energiespeichern. Von E. Schwartz. TH Aachen 1959.

Theorie und Anwendung der Entladung des symmetrischen homogenen IC-Kettenleiters zur Erzeugung hochgespannter Rechteckimpulse. Von W. Böning. TH Aachen 1959.

Die physikalischen Vorgänge in den Poren von Masseplatten bei der Entladung eines Bleisammlers mit großen Stromdichten. Von W. Stein. TH Aachen 1959.

Ein allgemeines Berechnungsverfahren für Stoßschaltungen mit drei voneinander unabhängigen Energiespeichern. Von A. Vondenbusch. TH Aachen 1958.

Folgende Aufsätze erschienen in der ETZ-Ausgabe B vom 11. Juli 1960
Heft 14

H. Baatz: Anspritzen von Hochspannungsleitungen mit Feuerlöschrohren.
H. Mors, G. Vorschulte: Der Bau der 380/110-kV-Leitung Rauxel—Pöppinghausen.

H. Jüttemann: Kurzunterbrechung in Mittelspannungs-Ring- und Maschen-netzen.

W. Tetzel: Der Vertrag über die Bildung einer Europäischen Freihandelszone (EFTA).

Schluß des Textteiles

Verlag und Anzeigenverwaltung: VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, Fernruf 34 01 41, Fernschreiber (Telex) 01—84 083.

Anzeigenleitung: Kurt Totzauer.

Bezugspreis (halbjährlich zuzügl. Zustellgebühr) 22,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 14,— DM;

Ausgabe A und B zusammen 30,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 21,— DM.

Einzelpreis dieses Heftes 2,— DM.

Druck: Deutsche Zentraldruckerei AG, Berlin SW 61, Dessauer Straße 6/7.